



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Masatsugu IRIBE, et al.

GAU:

SERIAL NO: 10/722,413

EXAMINER:

FILED: November 28, 2003

FOR: MOTOR, ACTUATOR AND CONTROLLER THEREOF

REQUEST FOR PRIORITY

COMMISSIONER FOR PATENTS
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e): Application No. Date Filed
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

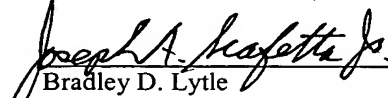
<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
JAPAN	2002-348636	November 29, 2002
JAPAN	2002-354261	December 5, 2002
JAPAN	2003-366701	October 27, 2003

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s)
☐ are submitted herewith
☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.


Bradley D. Lytle

Registration No. 40,073

Joseph A. Scafetta, Jr.
Registration No. 26, 803

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 05/03)

S03P1362US00

101722.413

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

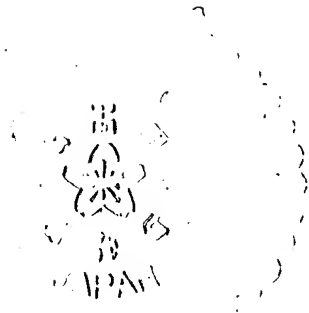
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 1 月 2 9 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 4 8 6 3 6
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 3 4 8 6 3 6]

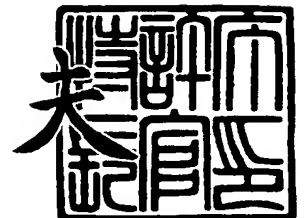
出 願 人 ソニー株式会社
Applicant(s):



2 0 0 3 年 8 月 2 0 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 6 7 8 7 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 0290712201

【提出日】 平成14年11月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 B25J 1/00

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
 内

 【氏名】 入部 正継

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
 内

 【氏名】 山中 一

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
 内

 【氏名】 伊藤 禎洋

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100093241

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 宮田 正昭

【選任した代理人】

 【識別番号】 100101801

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 山田 英治

【選任した代理人】

【識別番号】 100086531

【弁理士】

【氏名又は名称】 澤田 俊夫

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 048747

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9904833

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータであって、

前記コイルを電流が供給される通電状態と、コイル端子がオープン状態となった第 1 の非通電状態と、コイル端子が短絡された第 2 の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル通電状態切替手段と、

前記モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段と、
を具備することを特徴とするモータ。

【請求項 2】

前記コイル通電状態切替手段は、前記コイル端子を電源電圧に接続する第 1 のトランジスタ・スイッチ群と、前記コイル端子を接地する第 2 のトランジスタ・スイッチ群からなる、
ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ。

【請求項 3】

前記コイル電流制御手段は、前記第 1 及び第 2 のトランジスタ・スイッチ群のオン期間及びオフ期間を P W M (Pulse Width Modulation) 方式で制御する、
ことを特徴とする請求項 2 に記載のモータ。

【請求項 4】

前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態において、前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を調整することにより、前記モータに粘性抵抗を与える、
ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ

【請求項 5】

前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を P W M (Pulse Width Modulation) 方式で

制御する、

ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【請求項 6】

前記コイル電流制御手段は、前記モータの機械的受動性を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態となる期間の比率を大きくする、

ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【請求項 7】

前記コイル電流制御手段は、前記モータの粘性抵抗を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 2 の非通電状態となる比率を大きくする、
ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ロボットや汎用組立機器、ロボット・ハンド機器、その他の多軸制御装置などのような多軸駆動系の機械装置に対して適用されるモータに係り、特に、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプの A C 又は D C モータに関する。

【0 0 0 2】

さらに詳しくは、本発明は、P W M スイッチングによりコイル電流が制御される A C 又は D C モータに係り、特に、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決する A C 又は D C モータに関する。

【0 0 0 3】

【従来の技術】

電氣的若しくは磁氣的な作用を用いて人間の動作に似せた運動を行う機械装置のことを「ロボット」という。ロボットの語源は、スラブ語の”R O B O T A (奴隷機械) ”に由来すると言われている。わが国では、ロボットが普及し始めたのは 1 9 6 0 年代末からであるが、その多くは、工場における生産作業の自動化・無人化などを目的としたマニピュレータや搬送ロボットなどの産業用ロボット

(industrial robot) であった。

【 0 0 0 4 】

アーム式ロボットのように、ある特定の場所に植設して用いるような据置きタイプのロボットは、部品の組立・選別作業など固定的・局所的な作業空間でのみ活動する。これに対し、移動式のロボットは、作業空間は非限定的であり、所定の経路上または無経路上を自在に移動して、所定の若しくは任意の人的作業を代行したり、ヒトやイヌあるいはその他の生命体に置き換わる種々の幅広いサービスを提供したりすることができる。なかでも脚式の移動ロボットは、クローラ式やタイヤ式のロボットに比し不安定で姿勢制御や歩行制御が難しくなるが、階段や梯子の昇降や障害物の乗り越えや、整地・不整地の区別を問わない柔軟な歩行・走行動作を実現できるという点で優れている。

【 0 0 0 5 】

最近では、イヌやネコのように 4 足歩行の動物の身体メカニズムやその動作を模したペット型ロボット、あるいは、ヒトのような 2 足直立歩行を行う動物の身体メカニズムや動作をモデルにしてデザインされた「人間形」若しくは「人間型」と呼ばれるロボット (humanoid robot) など、脚式移動ロボットに関する研究開発が進展し、実用化への期待も高まってきている。

【 0 0 0 6 】

この種の脚式移動ロボットは、一般に、多数の関節自由度を備え、関節の動きをアクチュエータ・モータで実現するようになっている。また、各モータの回転位置、回転量などを取り出して、サーボ制御を行なうことにより、所望の動作パターンを再現するとともに、姿勢制御を行なうようになっている。

【 0 0 0 7 】

ロボットの関節自由度を実現するためにサーボ・モータを用いるのが一般的である。これは、取扱いが容易で、小型且つ高トルクで、しかも応答性に優れているという理由に依拠する。特に、A C サーボ・モータは、ブラシがなく、メンテナンス・フリーであることから、無人化された作業空間で稼動することが望まれるような自動機械、例えば自由歩行を行なう脚式ロボットの関節アクチュエータなどに適用することができる。A C サーボ・モータは、回転子 (ロータ) 側に永

久磁石を、固定子（ステータ）側に複数相（例えば3相）のコイルを配置して、正弦波磁束分布と正弦波電流により回転子に対して回転トルクを発生させるようになっている。

【0008】

脚式移動ロボットは一般に多数の関節で構成されている。したがって、関節自由度を構成するサーボ・モータを小型且つ高性能に設計・製作しなければならない。例えば、脚式移動ロボットの関節アクチュエータとして適用することができる、ギア直結型で且つサーボ制御系をワンチップ化してモータ・ユニットに内蔵したタイプの小型ACサーボ・モータなどが既に存在する（例えば、特許文献1を参照のこと）。

【0009】

脚式移動ロボットのような多軸駆動系の機械装置においては、各軸の回転位置を高精度に安定に検出して、位置指令により正確に動作させる必要がある。例えば、人間型ロボットのような2足直立型の脚式移動ロボットにおいては、機体に電源を投入した直後からロボットは自分の姿勢位置を自律的に確認して、安定な姿勢位置に各軸を移動させる必要がある。したがって、各関節の回転自由度を与えるサーボ・アクチュエータにおいては、より高精度で高速の位置決め制御、並びに高トルク出力を低消費電力で行なわなければならない。

【0010】

ここで、サーボ・モータの駆動制御について簡単に考察してみる。

【0011】

サーボ・モータは、一般に、回転可能に支持され磁石からなる回転子と、複数相のコイルを所定の位相差を以って配置してなる固定子で構成される。そして、各コイルへの供給電流（以下、「コイル電流」とする）を制御して各相毎に所定の位相差を持つ正弦波磁束分布を形成することにより、回転子に対して回転トルクを発生させる。

【0012】

例えば、3相モータは、U、V、Wの3相からなる各固定子コイルに所定の位相差を持って正弦波電流を流して、正弦波の磁束分布を発生させることによって

、マグネットからなる回転子に回転トルクを与えることができる。従来、同期式の AC サーボ・モータのコイルには、図 2 0 に示すように、各コイルの一端を接続したスター型結線や、図 2 1 に示すように、各コイルの両端をそれぞれ接続してなるデルタ型結線が適用されてきた。勿論、これらスター型やデルタ型のコイル結線は、AC サーボ・モータ以外に、DC ブラシレス・モータにも適用することができる。一般に、スター型結線は高電圧の電源に適した結線であり、また、デルタ型結線は低電圧の電源に適した結線で使用されている（但し、永久磁石式 AC モータでは、デルタ型結線はあまり使用されない。高速回転時には永久磁石による高調波電流がコイル内でループ状に流れて効率が劣化するためである）。

【0 0 1 3】

図 2 2 には、DC モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を図解している。このような電流制御回路は、例えば固定子側のコイルに配設される。そして、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令）IO に基づいてコイルへの電流指令を生成し、PWM 制御論理回路は、これら電流指令に基づいて各トランジスタを PWM 方式にてスイッチング制御する。

【0 0 1 4】

図 2 2 に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、p n p 型のトランジスタ A' と n p n 型のトランジスタ A を順方向接続した回路と、同じく p n p 型のトランジスタ B' と n p n 型のトランジスタ B を順方向接続した回路を電源電圧 V_{cc} とグランド GND の間に並列接続し、さらにトランジスタ A' 及び A の中間点とトランジスタ B' 及び B の中間点を固定子の単相コイルで接続している。

【0 0 1 5】

トランジスタ A' 及び B をオンにするとともに、トランジスタ A 及び B' をオフにすることによって、モータ・コイルには、図示の矢印方向の電流 I_m が流れる。次に、トランジスタ A' 及び B をオフにすることによって、コイルはオープン状態となって、電流 I_m は流れなくなる。

【0 0 1 6】

トランジスタ A' 及び B をオンにするとともにトランジスタ A 及び B' をオフに

してコイル電流 I_m を流す期間を T_{on} 領域とし、トランジスタ A' 及び B をオフにしてコイルを非通電にする期間を T_{off} 領域とする。

【0017】

図 23 及び図 24 には、図 22 に示した電流制御回路における各トランジスタのスイッチングとスイッチング電流との関係を示している（図 23 にはコイル端子電圧波形を、図 24 にはコイル電流波形を、それぞれ示している）。但し、 T_{on} はトランジスタ A' 及び B をオンにするとともにトランジスタ A 及び B' をオフにする領域の長さで定まるパルス幅であり、 T_{PWM} は PWM スwitching の一定周期である。例えば、 T_{on} は $30 \mu\text{sec}$ であり、 T_{PWM} は $50 \mu\text{sec}$ であるときに、コイルに流れる電流 I_m は図 24 に示す通りとなる。そして、コイルへの通電電流に相応するモータの出力トルクが得られる。

【0018】

一般には、PWM スwitching 信号により各トランジスタのオン／オフ動作させてコイル電流 I_m の大きさを制御するようになっている。その最大電流は、パルス幅 T_{on} の最大量により決定される。この最大パルス幅は、電流制御回路を構成する各トランジスタのオン・オフに要する過渡期間の最大期間により決定される。すなわち、トランジスタのオン／オフの過渡期間を考慮して、一方のトランジスタの組 A' 及び B と、他方のトランジスタの組 A 及び B' とが同時にオンにならないように、パルス幅 T_{on} の上限が設定されている。PWM スwitching 周期 T_{PWM} から T_{on} の最大パルス幅を減じた残りはデッド・バンドとして確保される。

【0019】

また、図 25 には、3 相モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を図解している。同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。そして、PWM 制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） I_O に基づいて相変換を行なうことで各相コイル U, V, W への電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタ U', U, V', V, W', W を PWM 方式にてそれぞれスイッチング制御する。

【0020】

図25に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUを順方向接続したU相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVを順方向接続したV相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWを順方向接続したW相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら1対のトランジスタを順方向接続した回路の一方のpnp型トランジスタU'、V'、W'それぞれのコレクタを電源電圧Vccに並列接続するとともに、他方のnpn型トランジスタU、V、WそれぞれのエミッタにグランドGNDを並列接続している。さらに、トランジスタU'とUの中間点とトランジスタV'とVの中間点にコイルAが接続され、トランジスタV'とVの中間点とトランジスタW'とWの中間点にコイルBが接続され、トランジスタW'とWの中間点とトランジスタU'とUの中間点にコイルCが接続されている。

【0021】

また、図26には、デルタ結線ではなくスター結線で3相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示している。この場合、図示の通り、A、B、Cの各コイルの一端は終結されるとともに、これらの他端はpnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUの中間点、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVの中間点、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWの中間点にそれぞれ直列接続されている。

【0022】

トランジスタU'及びVをオンにするとともに、トランジスタU及びV'をオフにすることによって、コイルAには、図示の矢印方向の電流 I_A が流れる。次に、トランジスタU'及びVをオフにすることによって、コイルAはオープン状態となって、電流 I_A は流れなくなる。

【0023】

同様に、トランジスタV'及びWをオンにするとともに、トランジスタV及びW'をオフにすることによって、コイルBには、図示の矢印方向の電流 I_B が流れる。次に、トランジスタV'及びWをオフにすることによって、コイルBはオ

オープン状態となって、電流 I_B は流れなくなる。

【0 0 2 4】

また同様に、トランジスタ W' 及び U をオンにするとともに、トランジスタ W 及び U' をオフにすることによって、コイル C には、図示の矢印方向の電流 I_C が流れる。次に、トランジスタ W' 及び U をオフにすることによって、コイル C はオープン状態となって、電流 I_C は流れなくなる。

【0 0 2 5】

図 2 7 及び図 2 8 には、図 2 5 に示した電流制御回路における各トランジスタのスイッチングとスイッチング電流との関係を示している（図 2 7 にはコイル端子電圧波形を、図 2 8 にはコイル電流波形を、それぞれ示している）。PWM スイッチング信号により各トランジスタのオン／オフ動作させて各コイル電流 I_A , I_B , I_C の大きさを制御するようになっている。その最大電流は、パルス幅の最大量により決定される。また、一方のトランジスタの組と、他方のトランジスタの組とが同時にオンにならないように、パルス幅の上限が設定されている。PWM スイッチング周期からの最大パルス幅を減じた残りはデッド・バンドとして確保される（同上）。

【0 0 2 6】

ここで、モータ駆動時の PWM 制御には DC モータ、ブラシレス DC モータに関わらず、モータ・コイルがオープン状態になるタイミングが存在する。例えば、図 2 7 中のハッチングされた領域部分において、モータ・コイル A , B , C がともにオープン状態になる。

【0 0 2 7】

モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易い。

【0 0 2 8】

このようなモータ・コイルがオープン状態（となるタイミング若しくはコイルの通電状態以外の期間）におけるトルク・ロスやコギングの問題について、図 2 2 に示した DC モータの場合を例にとって説明する。

【0 0 2 9】

実際のモータ・コイルにはインダクタンス L と直流抵抗 R の成分が包含されており、図 2 2 に示した DC モータのコイル電流制御回路は、さらに図 2 9 に示すような RL 直結回路にモデル化して捉えることができる。同図に示すように、モータ・コイルに相当する RL 直結回路は、その一端はグランド GND に接地されるとともに、他端は、スイッチ $S 1$ を介して電源 VCC に接続される回路、又はスイッチ $S 2$ を介してグランド GND に接地される回路に並列接続されている。

【0 0 3 0】

ここで、時刻 $t = 0$ のときにスイッチ $S 1$ をオン、スイッチ $S 2$ をオフにして、コイル RL への通電を開始したとする。このとき、同図中の矢印方向にコイル電流 I が流れる。このときのコイル電流 $I_{on}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される。

【0 0 3 1】

【数 1】

$$I_{on(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0 0 3 2】

そして、 $t = t_1$ に到達するまで、スイッチ $S 1$ をオン、スイッチ $S 2$ をオフというスイッチ状態を維持した後、スイッチ $S 1$ 及びスイッチ $S 2$ をともにオフにしてコイルをオープン状態にする。このときのコイル電流 $I_{off}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される。ここで、右辺第 2 項の係数 α は、字定数が半分程度の傾きになる（実際の値は、スイッチング素子である MOS-FET 又はバイポーラ・トランジスタなどの半導体の特性により決まる）。

【0 0 3 3】

【数 2】

$$I_{off(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \exp\left\{\frac{R}{L}(t - t_1)\right\} - \alpha(t - t_1)$$

【0 0 3 4】

このときのコイル電流の過渡応答特性を図 3 0 に示しておく。そして、同じスイッチング動作を繰り返した場合、コイルの実効値 I_{eff} は以下の式で表されるが、これは、図 2 4 に示すようにコイルの最大電流よりも低い値となる。

【0 0 3 5】

【数 3】

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{\int I^2 dt}}{T} = \frac{\sqrt{\int (I_{on(t)})^2 dt + \int (I_{off(t)})^2 dt}}{T}$$

【0 0 3 6】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、図 2 4 に示すコイル電流の挙動に対し、モータ・トルクは図 3 1 に示すような挙動をする。同図からも判るように、モータ・トルクの実効値は、コイル電流が最大のときの最大出力トルクよりも下回る。すなわち、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易い。

【0 0 3 7】

【特許文献 1】

特開 2 0 0 0 - 2 9 9 9 7 0 号公報

【0 0 3 8】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の目的は、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプの優れた A C 又は D C モータを提供することにある。

【0 0 3 9】

本発明のさらなる目的は、P W M スイッチングによりコイル電流が制御される優れた A C 又は D C モータを提供することにある。

【0 0 4 0】

本発明のさらなる目的は、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決することができる、優れた A C 又は D C モータを提供することにある。

【0 0 4 1】**【課題を解決するための手段及び作用】**

本発明は、上記課題を参酌してなされたものであり、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータであって、

前記コイルを電流が供給される通電状態と、コイル端子がオープン状態となった第 1 の非通電状態と、コイル端子が短絡された第 2 の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル通電状態切替手段と、

前記モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段と、
を具備することを特徴とするモータである。

【0 0 4 2】

ここで、前記コイル通電状態切替手段は、例えば、前記コイル端子を電源電圧に接続する第 1 のトランジスタ・スイッチ群と、前記コイル端子を接地する第 2 のトランジスタ・スイッチ群からなる。

【0 0 4 3】

このような場合、前記コイル電流制御手段は、前記第 1 及び第 2 のトランジスタ・スイッチ群のオン期間及びオフ期間を P W M (Pulse Width Modulation) 方

式で制御することができる。

【0 0 4 4】

また、前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態において、前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を調整することにより、前記モータに粘性抵抗を与えることができる。

【0 0 4 5】

このとき、前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を PWM (Pulse Width Modulation) 方式で制御することができる。

【0 0 4 6】

そして、前記コイル電流制御手段は、前記モータの機械的受動性を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態となる期間の比率を大きくするようにすればよい。

【0 0 4 7】

あるいは、前記コイル電流制御手段は、前記モータの粘性抵抗を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 2 の非通電状態となる比率を大きくするようにすればよい。

【0 0 4 8】

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータは、一般に、コイル端子を電源電圧に接続する第 1 のトランジスタ・スイッチ群と、コイル端子を接地する第 2 のトランジスタ・スイッチ群からなるスイッチング動作回路を PWM 制御により駆動することによって、コイル電流を制御し、所望のトルク又は回転位置、回転速度などを得るようになっている。

【0 0 4 9】

ところが、モータ・コイルが非通電の期間においてオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易くなるという問題がある（前述）。

【0050】

そこで、本発明では、モータ・コイルが非通電の期間においても、コイルがオープン状態とならない短絡（ショート）状態を形成することにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けないようにした。この場合、モータのコイルには、永久磁石側からの磁束密度により逆起電力が発生する。この逆起電力により、モータの回転方向の逆方向に力が作用するので、外力による回転に対する粘性抵抗を作り出すことができ、ブレーキに類似した効果を得ることができる。このようなモータへの粘性抵抗により、トルク・ロスがなくコギングによるトルクむらの影響が軽減される。

【0051】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。ところが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0052】

そこで、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することによって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題を、ともに解決する。

【0053】

本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

【0054】**【発明の実施の形態】**

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

【0055】

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータは、一般に、コイル端子を電源電圧に接続する第1のトランジスタ・スイッチ群と、コイル端子を接地する第2のトランジスタ・スイッチ群からなるスイッチング動作回路をPWM制御により駆動することによって、コイル電流を制御し、所望のトルク又は回転位置、回転速度などを得るようになっている。

【0056】

ところが、モータ・コイルが非通電の期間においてオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易くなるという問題がある（前述）。

【0057】

そこで、本発明では、モータ・コイルが非通電の期間においても、コイルがオープン状態とならない短絡（ショート）状態を形成することにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けないようにした。この場合、モータのコイルには、永久磁石側からの磁束密度により逆起電力が発生する。この逆起電力により、モータの回転方向の逆方向に力が作用するので、外力による回転に対する粘性抵抗を作り出すことができ、ブレーキに類似した効果を得ることができる。このようなモータへの粘性抵抗により、トルク・ロスがなくコギングによるトルクむらの影響が軽減される。

【0058】

ここで、図29に示したような、モータ・コイルをRL直結回路でモデル化したコイル電流制御回路を用いて、モータのコイルへの逆起電力により作用するモータの回転方向の逆方向の力よりブレーキ効果を得る作用について説明する。

【0059】

時刻 $t = 0$ のときにスイッチ S_1 をオン、スイッチ S_2 をオフにして、コイルRLへの通電を開始したとする。このとき、同図中の矢印方向にコイル電流 I が流れる。このときのコイル電流 $I_{on}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される

【0 0 6 0】

【数 4】

$$I_{on(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0 0 6 1】

そして、 $t = t_1$ に到達するまで、スイッチ S 1 をオン、スイッチ S 2 をオフというスイッチ状態を維持するとともに、 $t = t_1$ に到達した以後、スイッチ S 1 及びスイッチ S 2 をともにオフにしてコイルを短絡（ショート）状態にする。このときのコイル電流 $I_{off}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される。

【0 0 6 2】

【数 5】

$$I_{off(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ \exp\left(-\frac{R}{L}(t - t_1)\right) - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0 0 6 3】

図 1 には、このようにコイルの通電と非通電時のコイル短絡という動作を行なったときのコイル電流の過渡応答特性を、非通電時にコイルをオープン状態にしたときの挙動と比較して示している。同図からも判るように、コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる。

【0 0 6 4】

そして、同じスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイ

ル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。このときのコイル電流波形を図2に示しておく。

【0065】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、図2に示すコイル電流の挙動に対し、モータ・トルクは図3に示すような挙動をする。同図からも判るように、コイル通電及び短絡状態を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0066】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。ところが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0067】

そこで、本発明においては、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題を、ともに解決するために、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することとした。

【0068】

ここで、モータ・コイルの通電及び非通電状態の比率はPWM制御により実現することができるが、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状

態と短絡状態の期間の比率も PWM 制御を用いて実現することができる。

【0069】

図 4 には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した DC モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例（従来例）を示している。

【0070】

同図に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp 型のトランジスタ A' と npn 型のトランジスタ A を順方向接続した回路と、同じく pnp 型のトランジスタ B' と npn 型のトランジスタ B を順方向接続した回路を電源電圧 V_{cc} とグランド GND の間に並列接続し、さらにトランジスタ A' 及び A の中間点とトランジスタ B' 及び B の中間点を固定子の単相コイルで接続している。

【0071】

トランジスタ A' 及び B をオンにするとともに、トランジスタ A 及び B' をオフにすることによって、モータ・コイルには、図示の矢印方向の電流 I_m が流れる。また、トランジスタ A' 及び B をオフにすることによって、コイルはオープン状態となって、電流 I_m は流れなくなる。また、トランジスタ A' 及び B をオフにするとともに、トランジスタ A 及び B' をオンにすることによって、モータ・コイルは短絡（ショート）状態となる。

【0072】

PWM 制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） I_O に基づいてコイルへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタを PWM 方式にてスイッチング制御する。すなわち、トランジスタ A' 及び B をオンにするとともにトランジスタ A 及び B' をオフにしてコイル電流 I_m を流す通電期間と、トランジスタ A' 及び B をオフにしてコイルを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0073】

本実施形態では、さらに PWM 制御論理回路が出力する各トランジスタ A 及び A'、並びに B 及び B' をオン／オフ動作を制御する制御信号を付加論理により切り替える付加論理回路が配設されている。

【0074】

この付加論理回路は、P W M制御論理回路から出力される B R A K E _ P W M制御信号に基づいて動作し、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の切替動作を行なう。

【 0 0 7 5 】

図 5 には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【 0 0 7 6 】

P W M制御論理回路からのトランジスタ A' 制御用信号とトランジスタ B' 制御用信号の論理積と、トランジスタ A 制御用信号とトランジスタ B 制御用信号の排他的論理和が取られ、さらにこれらの論理演算値の論理積を反転したものが B R A K E _ P W M制御信号と論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【 0 0 7 7 】

付加論理回路は、B R A K E _ P W M制御信号がハイ・レベルが入力されると、コイル非通電時にコイルを短絡させるようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイル非通電時において、P W M制御論理回路からは、A' 及び A をロー、B' をハイ、B をローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M制御信号が入力されると、ロー状態の A' をハイに、ハイ状態の B' をローにそれぞれ転じて、コイルの短絡状態を形成する。

【 0 0 7 8 】

一方、付加論理回路は、B R A K E _ P W M制御信号がロー状態のときには、コイル非通電時において、P W M制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時におけるコイルはオープン状態となる。

【 0 0 7 9 】

図 6 には、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示している。

【 0 0 8 0 】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる（前述）。したがって、同図に示すように、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。

【0081】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、同図からも判るように、コイル通電及び短絡状態を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0082】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。一方、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0083】

そこで、PWM制御論理回路は、付加論理回路に入力する $BRAKE_PWM$ 制御信号をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を制御する。

【0084】

コイル非通電時にコイルをオープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は〔数2〕に示す通りである。一方、コイルを短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は、〔数5〕に示す通りである。そして、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間をPWM制御した場合

、そのコイル電流の特性は、これらの特性がデューティ比に応じて混合されたものとなる。

【0085】

図7には、PWM制御により所定のデューティ比を持つBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示している。

【0086】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなるが、コイルをオープン状態にするとその時間は短くなる。コイル非通電時の過渡応答特性は、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比に従って、これらの特性が混合されたものとなる。

【0087】

したがって、同図に示すように、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0088】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので($T = K_t \cdot I$)、同図からも判るように、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向はBRAKE__PWM制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。モータ・トルクの出力が上昇していく特性が、モータの粘性係数に相当する。言い換えれば、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比によってモータの粘性抵抗を動的に制御することが可能である。

【0089】

このようにPWM制御論理回路が付加論理回路へ供給するBRAKE__PWM制御信号のデューティ比をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0090】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題を、ともに解決することができる。

【0091】

図8には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した3相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示している。

【0092】

同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。そして、PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令）IOに基づいて相変換を行なうことで各相コイルU、V、Wへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタU'、U、V'、V、W'、WをPWM方式にてそれぞれスイッチング制御する。

【0093】

図8に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUを順方向接続したU相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVを順方向接続したV相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWを順方向接続したW相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら1対のトランジスタを順方向接続した回路の一方のpnp型トランジスタU'、V'、W'それぞれのコレクタを電源電圧 V_{cc} に並列接続するとともに、他方のnpn型トランジスタU、V、Wそれぞれのエミッタにグランド

GNDを並列接続している。さらに、トランジスタU'とUの中間点とトランジスタV'とVの中間点にコイルAが接続され、トランジスタV'とVの中間点とトランジスタW'とWの中間点にコイルBが接続され、トランジスタW'とWの中間点とトランジスタU'とUの中間点にコイルCが接続されている。

【0094】

また、図9には、デルタ結線ではなくスター結線で3相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示している。この場合、図示の通り、A、B、Cの各コイルの一端は終結されるとともに、これらの他端はpnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUの中間点、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVの中間点、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWの中間点にそれぞれ直列接続されている。

【0095】

PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令）IOに基づいてコイルへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタU'、U、V'、V、W'、WをPWM方式にてそれぞれスイッチング制御して、各相のコイルにコイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C を流す通電期間と、これらを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0096】

すなわち、トランジスタU'及びVをオンにするとともに、トランジスタU及びV'をオフにすることによって、コイルAは通電状態となり、図8中の矢印方向の電流 I_A が流れる。次に、トランジスタU'及びVをオフにすることによって、コイルAは非通電状態となる。

【0097】

同様に、トランジスタV'及びWをオンにするとともに、トランジスタV及びW'をオフにすることによって、コイルBは通電状態、図8中の矢印方向の電流 I_B が流れる。次に、トランジスタV'及びWをオフにすることによって、コイルBは非通電状態となる。

【0098】

また同様に、トランジスタW'及びUをオンにするとともに、トランジスタW

及びU'をオフにすることによって、コイルCは通電状態となり、図8中の矢印方向の電流 I_C が流れる。次に、トランジスタW'及びUをオフにすることによって、コイルCは非通電状態となる。

【0099】

本実施形態では、さらにPWM制御論理回路が出力する各トランジスタU', U, V', V, W', Wをオン／オフ動作を制御する制御信号を付加論理により切り替える付加論理回路が配設されている。

【0100】

この付加論理回路は、PWM制御論理回路から出力されるBRAKE__PWM制御信号に基づいて動作し、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の切替動作を行なう。すなわち、コイルの非通電期間においてすべてのコイル端子がグランドに接続されオープン状態となるタイミングにおいて、ハイ・レベルのBRAKE__PWM信号を印加することによって、コイルの短絡状態を間歇的に作るように動作する。

【0101】

図10には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【0102】

PWM制御論理回路からのトランジスタU'制御用信号とトランジスタV'制御用信号とトランジスタW'制御用信号の論理積と、トランジスタU制御用信号とトランジスタV制御用信号とトランジスタW制御用信号の排他的論理和が取られ、さらにこれらの論理演算値の論理積を反転したものがBRAKE__PWM制御信号と論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【0103】

付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルが入力されると、コイル非通電時にコイルを短絡させるようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイルAの非通電時において、PWM制御論理回路からは、U'及びV'をハイ、U及びVをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力

されると、ハイ状態のU'及びV'をローにそれぞれ転じて、コイルAの短絡状態を間歇的に形成する。

【0 1 0 4】

同様に、通常のコイルBの非通電時において、PWM制御論理回路からは、V'及びW'をハイ、V及びWをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態のV'及びW'をローにそれぞれ転じて、コイルBの短絡状態を間歇的に形成する。

【0 1 0 5】

また、同様に、通常のコイルCの非通電時において、PWM制御論理回路からは、W'及びU'をハイ、W及びUをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態のW'及びU'をローにそれぞれ転じて、コイルCの短絡状態を間歇的に形成する。

【0 1 0 6】

一方、付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がロー状態のときには、コイル非通電時において、PWM制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時における各相のコイルA，B，Cはそれぞれオープン状態のままとなる。

【0 1 0 7】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる（前述）。したがって、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので（ $T = K_t \cdot I$ ）、コイル通電及び短絡状態を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短

絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0 1 0 8】

一方、モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。一方、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0 1 0 9】

そこで、PWM制御論理回路は、付加論理回路に入力するBRAKE__PWM制御信号をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を制御する。

【0 1 1 0】

コイル非通電時にコイルをオープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は〔数2〕に示した通りである。一方、コイルを短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は、〔数5〕に示した通りである。そして、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間をPWM制御した場合、そのコイル電流の特性は、これらの特性がデューティ比に応じて混合されたものとなる。

【0 1 1 1】

図11には、PWM制御により所定のデューティ比を持つBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性とともに示している。

【0 1 1 2】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなるが、コイルをオープン状態にするとその時間は短くなる。コイル非通電時の過渡応答特性は、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比に従って、これらの特性が混合されたものとなる。

【0 1 1 3】

コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわち $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわち $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0 1 1 4】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向は $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。モータ・トルクの出力が上昇していく特性が、モータの粘性係数に相当する。言い換えれば、 $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比によってモータの粘性係数を、デューティの分解能の範囲で動的に任意に設定することが可能である。

【0 1 1 5】

したがって、 $BRAKE_PWM$ 信号のデューティを変化させることで、以下の2つの特性を得ることができる。

【0 1 1 6】

- (1) モータの伝達関数の粘性係数を制御できる。
- (2) 各コイル A, B, C の非通電時において、コイルに入る電流（電荷の量）を制御できる（図 1 1 中の矢印を参照のこと）。

【0 1 1 7】

このとき、粘性係数が大きくなるように $BRAKE_PWM$ 信号のデューティを設定すると、モータの保持力が向上し、コギングなどのトルクの外乱が減る。また、サーボ・モータとして使用するときの外力へのコンプライアンス量を制御することができる。

【0118】

このようにPWM制御論理回路が付加論理回路へ供給するBRAKE_PWM制御信号のデューティ比をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0119】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0120】

図12には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した3相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路についての他の構成例を示している。

【0121】

同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。そして、PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令）IOに基づいて相変換を行なうことで各相コイルU、V、Wへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタU'、U、V'、V、W'、WをPWM方式にてそれぞれスイッチング制御する。

【0122】

図12に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUを順方向接続したU相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVを順方向接続したV相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWを順方向接続したW相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら1対のトランジスタを順方向接続した回路の一方のpnp型トランジスタU'、V'、W'それぞれのコレクタを電源電圧Vccに並列接続すると

ともに、他方の $n p n$ 型トランジスタ U 、 V 、 W それぞれのエミッタにグランド GND を並列接続している。さらに、トランジスタ U' と U の中間点とトランジスタ V' と V の中間点にコイル A が接続され、トランジスタ V' と V の中間点とトランジスタ W' と W の中間点にコイル B が接続され、トランジスタ W' と W の中間点とトランジスタ U' と U の中間点にコイル C が接続されている。

【0 1 2 3】

また、デルタ結線ではなくスター結線で 3 相コイルが採用されている場合、コイルの結線部分は図 9 に示す通りとなる（同上）。

【0 1 2 4】

PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） I_O に基づいてコイルへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタ U' 、 U 、 V' 、 V 、 W' 、 W を PWM方式にてそれぞれスイッチング制御して、各相のコイルにコイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C を流す通電期間と、これらを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0 1 2 5】

すなわち、トランジスタ U' 及び V をオンにするとともに、トランジスタ U 及び V' をオフにすることによって、コイル A は通電状態となり、図 1 2 中の矢印方向のコイル電流 I_A が流れる。次に、トランジスタ U' 及び V をオフにすることによって、コイル A は非通電状態となる。

【0 1 2 6】

同様に、トランジスタ V' 及び W をオンにするとともに、トランジスタ V 及び W' をオフにすることによって、コイル B は通電状態、図 1 2 中の矢印方向のコイル電流 I_B が流れる。次に、トランジスタ V' 及び W をオフにすることによって、コイル B は非通電状態となる。

【0 1 2 7】

また同様に、トランジスタ W' 及び U をオンにするとともに、トランジスタ W 及び U' をオフにすることによって、コイル C は通電状態となり、図 1 2 中の矢印方向のコイル電流 I_C が流れる。次に、トランジスタ W' 及び U をオフにすることによって、コイル C は非通電状態となる。

【0 1 2 8】

同図に示す例では、各トランジスタ U' 、 V' 、 W' へ入力信号はいずれもインバータにより反転されている。したがって、コイルがすべて非通電となる状態では、すべてのコイル端子が電源電圧 V_{CC} にショートされるように構成されている。

【0 1 2 9】

また、この場合の付加論理回路は、コイルの非通電期間においてすべてのコイル端子が電源電圧 V_{CC} にショートされるタイミングにおいて、ハイ・レベルの $BRAKE_PWM$ 信号を印加することによって、コイルのオープン状態を間歇的に作るように動作する。

【0 1 3 0】

図 1 3 には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【0 1 3 1】

PWM 制御論理回路からのトランジスタ U' 制御用信号とトランジスタ V' 制御用信号とトランジスタ W' 制御用信号の論理積と、トランジスタ U' 制御用信号とトランジスタ V' 制御用信号とトランジスタ W' 制御用信号の排他的論理和がそれぞれ取られ、さらにこれらの論理演算値についての第 1 の論理和が取られる。

【0 1 3 2】

また、 PWM 制御論理回路からのトランジスタ U 制御用信号とトランジスタ V 制御用信号とトランジスタ W 制御用信号の論理積と、トランジスタ U 制御用信号とトランジスタ V 制御用信号とトランジスタ W 制御用信号の排他的論理和がそれぞれ取られ、さらにこれらの論理演算値についての第 2 の論理和が取られる。

【0 1 3 3】

さらに、第 1 及び第 2 の論理和の論理積を反転したものが $BRAKE_PWM$ 制御信号と論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【0 1 3 4】

付加論理回路は、 $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイ・レベルが入力されると

、コイル非通電時にコイルをオープンにするようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイル A の非通電時において、PWM 制御論理回路からは、U' 及び V' をロー、U 及び V をローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M 制御信号が入力されると、ハイ状態の U' 及び V' をハイにそれぞれ転じて、コイル A のオープン状態を間歇的に形成する。

【0 1 3 5】

同様に、通常のコイル B の非通電時において、PWM 制御論理回路からは、V' 及び W' をロー、V 及び W をローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M 制御信号が入力されると、ハイ状態の V' 及び W' をハイにそれぞれ転じて、コイル B のオープン状態を間歇的に形成する。

【0 1 3 6】

また、同様に、通常のコイル C の非通電時において、PWM 制御論理回路からは、W' 及び U' をロー、W 及び U をローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M 制御信号が入力されると、ハイ状態の W' 及び U' をハイにそれぞれ転じて、コイル C のオープン状態を間歇的に形成する。

【0 1 3 7】

一方、付加論理回路は、B R A K E _ P W M 制御信号がロー状態のときには、コイル非通電時において、PWM 制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時における各相のコイル A, B, C はそれぞれ短絡状態のままとなる。

【0 1 3 8】

また、図 1 4 には、付加論理回路に B R A K E _ P W M 信号を入力して、各コイル A, B, C の非通電状態において、コイル短絡状態の間にコイルがオープンになるタイミングを挿入するときの各トランジスタ制御信号 U', U, V', V, W', W の波形を示している。

【0 1 3 9】

各トランジスタのスイッチング動作を制御する 6 本の信号がすべてハイ・レベルのときには、U, V, W の各制御信号がロー・レベルになるタイミングを作る。この場合、スイッチング・トランジスタの P チャンネルがオフ、N チャンネルがオンになっている側の信号を B R A K E __ P W M 信号でマスクして、コイル・オープンになるタイミングを作る。

【0 1 4 0】

また、各トランジスタのスイッチング動作を制御する 6 本の信号がすべてロー・レベルのときには、U', V', W' の各制御信号がハイ・レベルになるタイミングを作る。この場合、スイッチング・トランジスタの N チャンネルがオフ、P チャンネルがオンになっている側の信号を B R A K E __ P W M 信号でマスクして、コイル・オープンになるタイミングを作る。

【0 1 4 1】

コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわち B R A K E __ P W M 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわち B R A K E __ P W M 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0 1 4 2】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向は B R A K E __ P W M 制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。モータ・トルクの出力が上昇していく特性が、モータの粘性係数に相当する。言い換えれば、B R A K E __ P W M 制御信号のデューティ比によってモータの粘性係数を、デューティの分解能の範囲で動的に任意に設定することが可能である。

【0 1 4 3】

PWMキャリア周波数の10～100倍程度のBRAKE__PWMキャリア周波数で信号を与える。BRAKE__PWM信号のデューティを変化させることで、以下の2つの特性を得ることができる。

【0144】

- (1) モータの伝達関数の粘性係数を制御できる。
- (2) 各コイルA, B, Cの非通電時において、コイルに入る電流（電荷の量）を制御できる。

【0145】

このとき、粘性係数が大きくなるようにBRAKE__PWM信号のデューティを設定すると、モータの保持力が向上し、コギングなどのトルクの外乱が減る。また、サーボ・モータとして使用するときの外力へのコンプライアンス量を制御することができる。

【0146】

このようにPWM制御論理回路が付加論理回路へ供給するBRAKE__PWM制御信号のデューティ比をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0147】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0148】

上述したように、BRAKE__PWM信号のデューティの設定により、モータの粘性抵抗値を調整することができるが、デューティ比はモータの逆起電力定数 K_e の大きさに比例する関係にある。図15には、図12に示した3相モータの通電制御方式において、逆起電力定数 K_e をある値に設定したときのBRAKE__PWM信号のデューティ比と粘性係数の関係を示している。図示の通り、BR

AKE__PWM信号のデューティ比と粘性係数の間には一対一の対応があるので、BRAKE__PWM信号のデューティ比を任意に設定することでモータの粘性係数を制御することができる。

【0149】

また、図16には、図12に示した3相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値（BRAKE__PWM信号のデューティ比）と実効電流との関係を示している。同図からも判るように、モータ・コイルの電流の実効値をBRAKE__PWM信号のデューティ比により制御することができる。

【0150】

また、図17には、図12に示した3相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値（BRAKE__PWM信号のデューティ比）とモータの出力トルクとの関係を示している。同図からも判るように、モータの発生トルクをBRAKE__PWM信号のデューティ比により制御することができる。

【0151】

図15に示したように、BRAKE__PWM信号のデューティ比を調整することでモータの粘性係数を調整することができる。また同様に、図17に示したように、BRAKE__PWM信号のデューティ比を調整することで、トルク発生指令値と発生トルクの特性も変化する。

【0152】

ここで、多軸型ロボットの関節アクチュエータとして使用されるモータに求められる特性は以下の通りである。

【0153】

- (1) 高トルク
- (2) トルク発生指令値に対して線形特性でトルクを発生する。
- (3) 外部からの外乱トルクに対し、ある程度、感度よく応答するという機械的な柔軟性（コンプライアンス）がある。

【0154】

BRAKE__PWM信号のデューティ比が大きいと、上記の特性（1）及び（2）に対して有利に働くが、特性（3）に対しては不利になる。また、BRAK

E__PWM信号のデューティ比が小さいと、特性（３）に対して有利に働くが、特性（１）及び（２）に対して不利になる。すなわち、粘性係数と発生トルクの関係はトレードオフの関係になる。

【0 1 5 5】

そこで、粘性係数がBRAKE__PWM信号のデューティ比が1 0 0 %のときよりも十分小さな値をとり、且つ、通電電流の損失が十分に少なくなるBRAKE__PWM信号のデューティ比を、図1 5及び図1 7に示す特性に基づいて選択する。この結果、BRAKE__PWM信号のデューティ比を3 0～4 0 %の範囲で設定し、元のトルク発生指令値と発生トルクの特性に数学的な補正を施すことによって、上記の（１）～（３）の特性をすべて満たすようにする。

【0 1 5 6】

図1 8には、BRAKE__PWM信号のデューティ比を3 7 %に設定して、数学的補正を施したときのトルク発生指令値と発生トルクの特性を示している。元の特性では、トルク発生指令値が3 0 %付近で不連続となっているので、その部分を境界条件として補正を行なう。

【0 1 5 7】

BRAKE__PWM信号のデューティ比が1 0 0 %のとき、トルク発生指令値（ r とする）と発生トルク（ T とする）の傾き（ K_{amp} とする）が最大になる。補正式は、この K_{amp} を再現するように働く。

【0 1 5 8】

- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比を3 7 %に設定し、 r が3 0 %以上のとき $r \sim T$ の傾きを K とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比が3 7 %のとき、 $r = 3 0 \%$ で発生するトルクを T_0 とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比が1 0 0 %のとき、 $r = 3 0 \%$ で発生するトルクを T_1 とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比に関係なく、モータのストール・トルクは一定である。この値を T_s とすると、 $T_s = K_{amp} \cdot 1 0 0 \% = K \cdot 1 0 0 \%$ —

【0159】

$0 \leq r \leq 30\%$ のとき：

トルク発生指令値 r に (T_1 / T_0) を掛けた値をトルク発生論理回路に入力する。具体的には、トルク発生論理回路に入力する値を r' とすると、 $r' = (T_1 / T_0) r$ となる。

【0160】

$30\% \leq r$ のとき：

トルク発生指令値 r に、 $r' = (1/K) (K_{amp} \cdot r - T_0) + r_{30}$ という変換を行ない、トルク発生論理回路に r' を入力する。但し、 $r = 30\%$ のときの r の値を r_{30} とする。これを $BRAKE_PWM$ 信号のデューティ比が 37% の特性式 $(T = K \cdot (r - r_{30}) + T_0)$ に代入すると、発生トルク特性は $BRAKE_PWM$ 信号のデューティ比が 100% のときの特性と一致することになる（図19を参照のこと）。

【0161】

[追補]

以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。

【0162】

例えば、本明細書中では、モータ・コイルへのコイル電流のスイッチング制御にバイポーラ・トランジスタからなるスイッチング素子を用いて構成される回路例について説明したが、 $MOS-FET$ やその他の半導体装置を用いてこの種の制御回路を実装することができることは、当業者には自明である。

【0163】

要するに、例示という形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、冒頭に記載した特許請求の範囲の欄を参酌すべきである。

【0164】

【発明の効果】

以上詳記したように、本発明によれば、PWMスイッチングによりコイル電流が制御される優れたAC又はDCモータを提供することができる。

【0165】

また、本発明によれば、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決することができる、優れたAC又はDCモータを提供することができる。一方、モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、モータに一種の粘性抵抗を与えることができるが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0166】

本発明によれば、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することによって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

コイルを通電状態にした後、短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性（本発明）を示した図である。

【図2】

図1に示すコイル通電及び短絡状態を繰り返したときのコイル電流波形を示した図である。

【図3】

図1及び図2に示すコイル電流の挙動に対するモータ・トルクの挙動を示した図である。

【図4】

本発明に係るコイル電流の制御メカニズムをDCモータに適用した場合のコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例（従来例）を示した図である。

【図 5】

付加論理回路の構成を示した図である。

【図 6】

ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示した図である。

【図 7】

PWM制御により所定のデューティ比を持つBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示した図である。

【図 8】

本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した3相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示した図である。

【図 9】

デルタ結線ではなくスター結線で3相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示した図である。

【図 1 0】

付加論理回路の構成を示した図である。

【図 1 1】

PWM制御により所定のデューティ比を持つBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路の各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性とともに示した図である。

【図 1 2】

本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した3相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路についての他の構成例を示した図である。

【図 1 3】

付加論理回路の具体的な回路構成を示した図である。

【図 1 4】

付加論理回路に B R A K E _ P W M 信号を入力して、各コイル A, B, C の非通電状態において、コイル短絡状態の間にコイルがオープンになるタイミングを挿入するときの各トランジスタ制御信号 U', U, V', V, W', W の波形を示した図である。

【図 1 5】

図 1 2 に示した 3 相モータの通電制御方式において、B R A K E _ P W M 信号のデューティ比と粘性係数の関係を示した図である。

【図 1 6】

図 1 2 に示した 3 相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値 (B R A K E _ P W M 信号のデューティ比) と実効電流との関係を示した図である。

【図 1 7】

図 1 2 に示した 3 相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値 (B R A K E _ P W M 信号のデューティ比) とモータの出力トルクとの関係を示した図である。

【図 1 8】

B R A K E _ P W M 信号のデューティ比を 3 7 % に設定して、数学的補正を施したときのトルク発生指令値と発生トルクの特性を示した図である。

【図 1 9】

図 1 8 に示したトルク発生指令値と発生トルクの特性の補正方法を説明するための図である。

【図 2 0】

3 相サーボ・モータのスター型結線 (従来例) を示した図である。

【図 2 1】

3 相サーボ・モータのデルタ型結線 (従来例) を示した図である。

【図 2 2】

D C モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例 (従来例) を示した図である。

【図 2 3】

図 2 2 に示した電流制御回路におけるコイル端子電圧波形を示した図である。

【図 2 4】

図 2 2 に示した電流制御回路におけるコイル電流波形を示した図である。

【図 2 5】

3 相モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例（従来例）を示した図である。

【図 2 6】

デルタ結線ではなくスター結線で 3 相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示した図である。

【図 2 7】

図 2 5 に示した電流制御回路におけるコイル端子電圧波形を示した図である。

【図 2 8】

図 2 5 に示した電流制御回路におけるコイル電流波形を示した図である。

【図 2 9】 0

図 2 2 に示した D C モータのコイル電流制御回路をモデル化した R L 直結回路である。

【図 3 0】

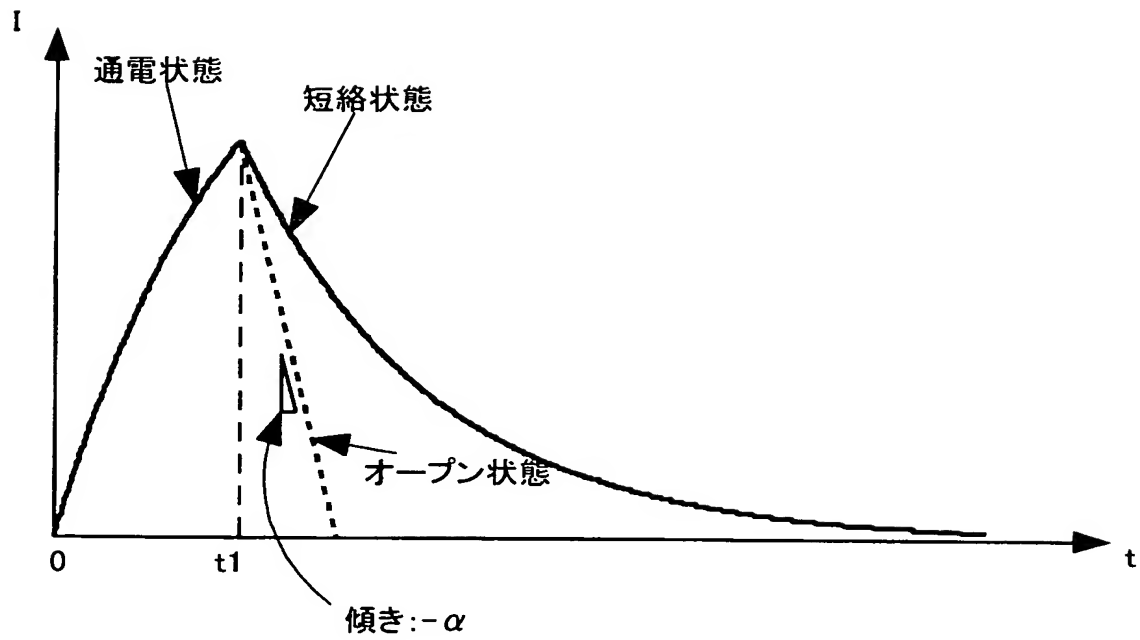
コイルを通電状態にした後、オープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性（従来例）を示した図である。

【図 3 1】

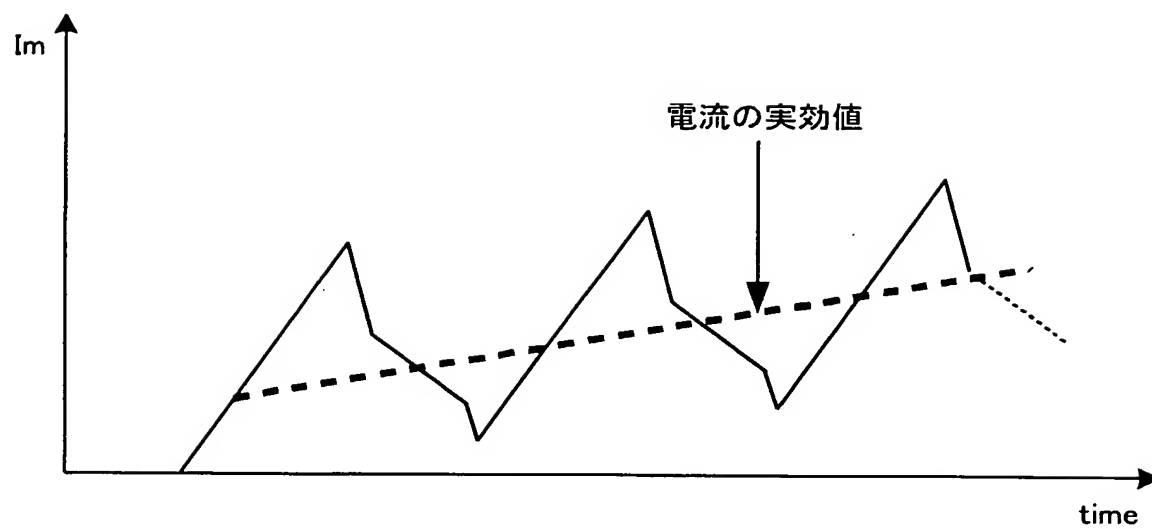
図 2 4 に示すコイル電流の挙動に対するモータ・トルクの挙動を示した図である。

【書類名】 図面

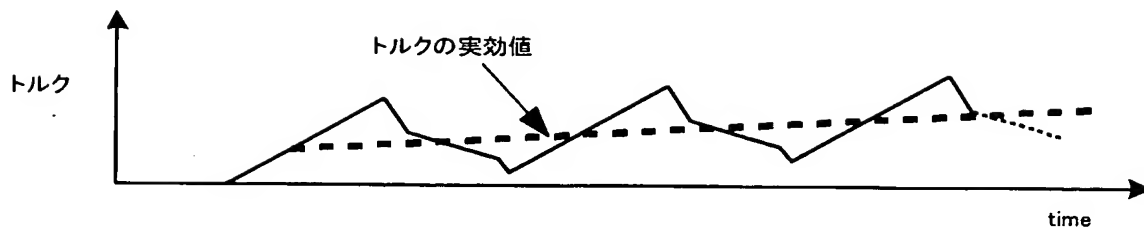
【図 1】



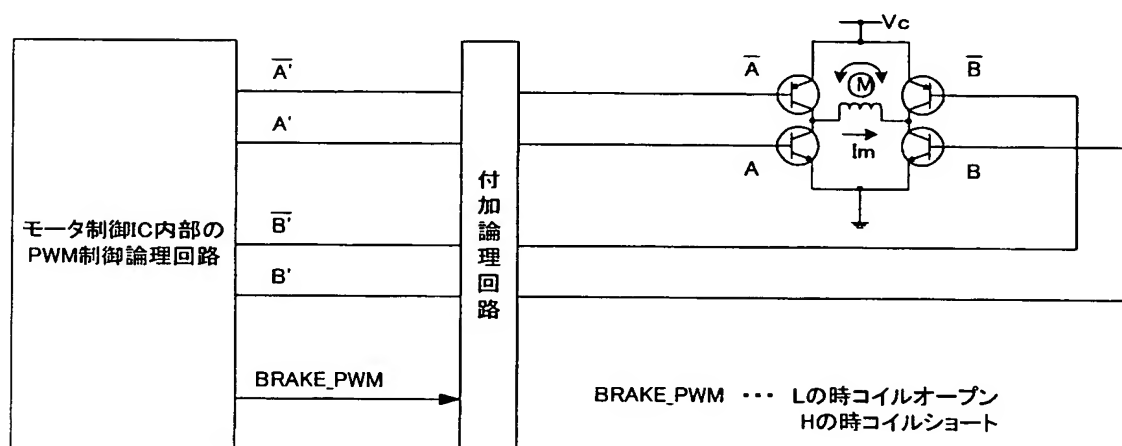
【図 2】



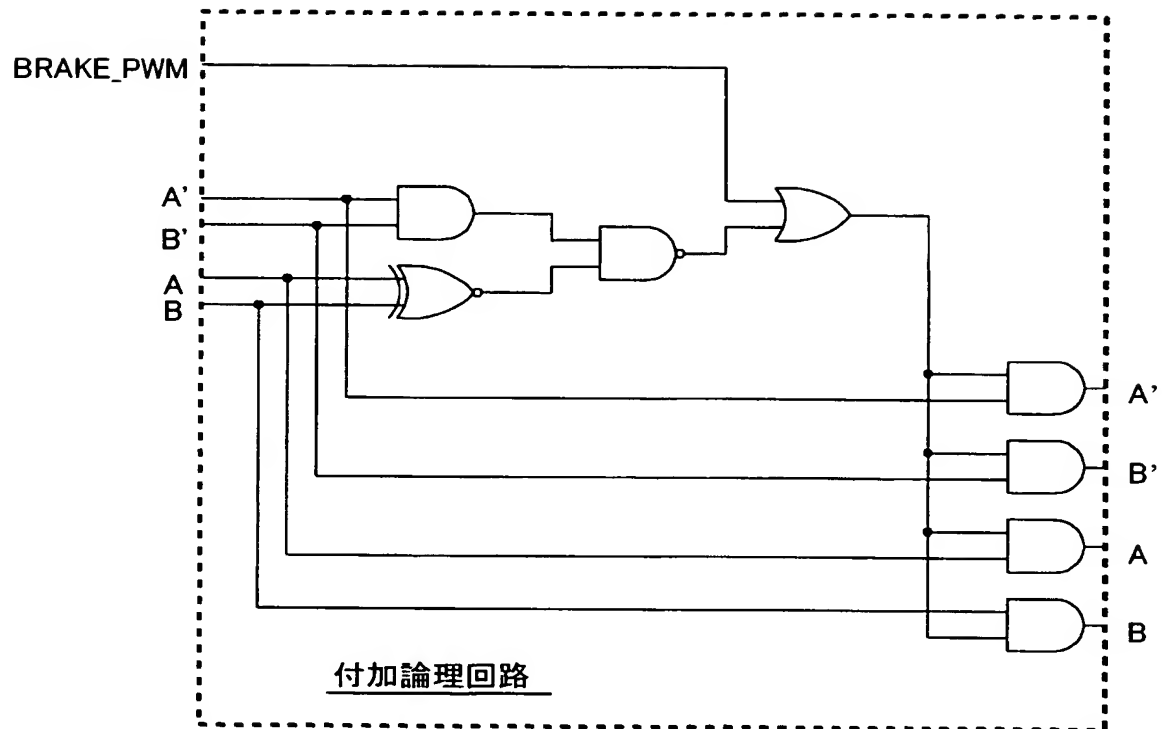
【図 3】



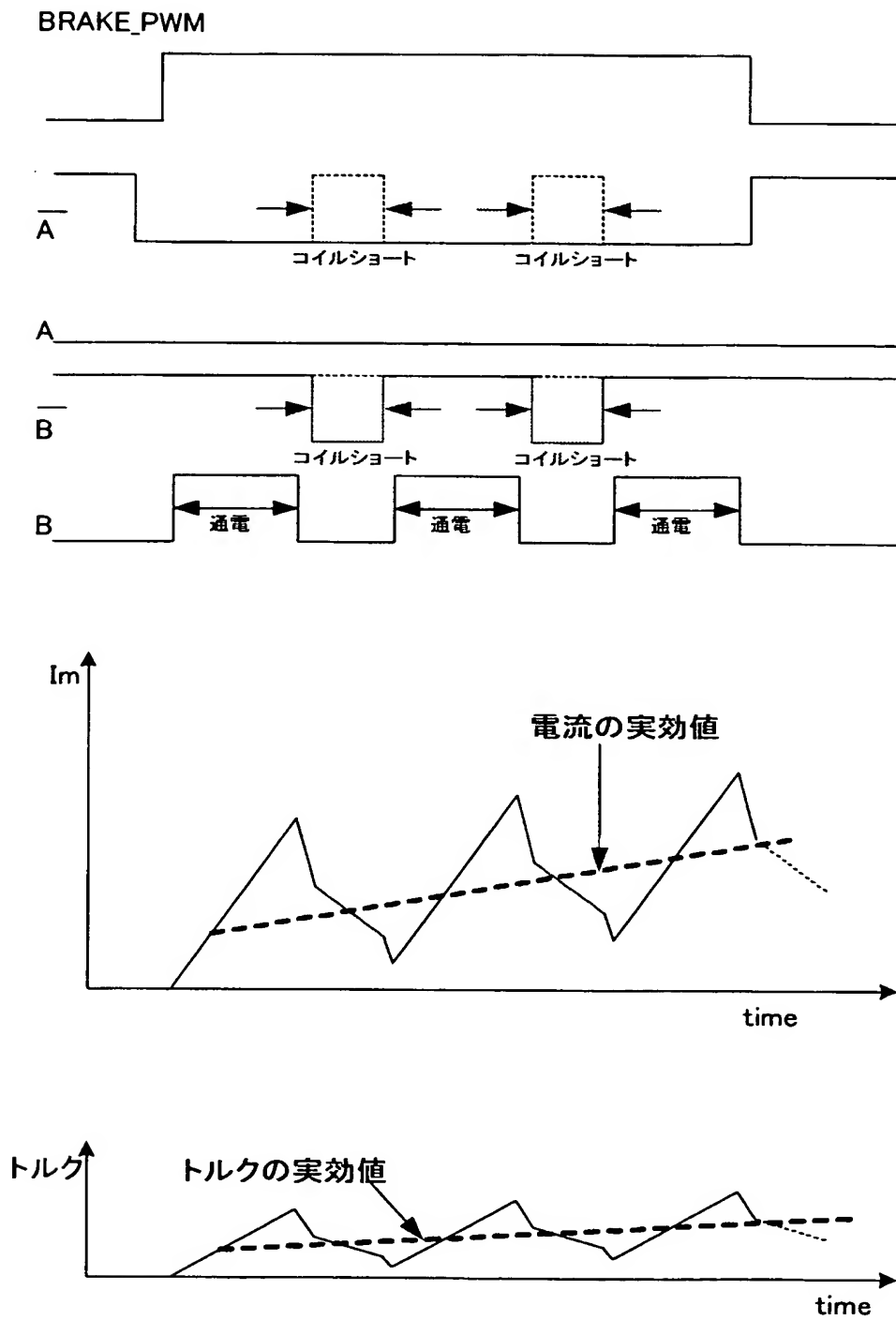
【図 4】



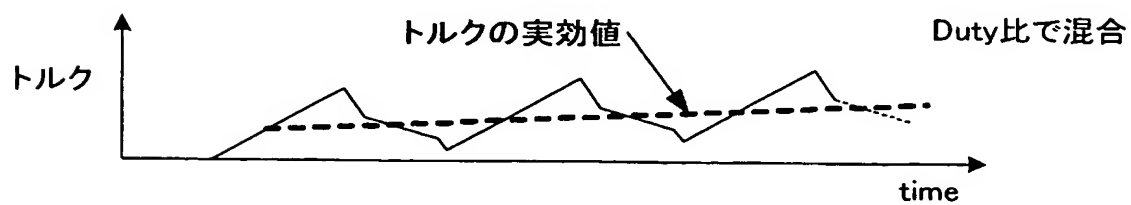
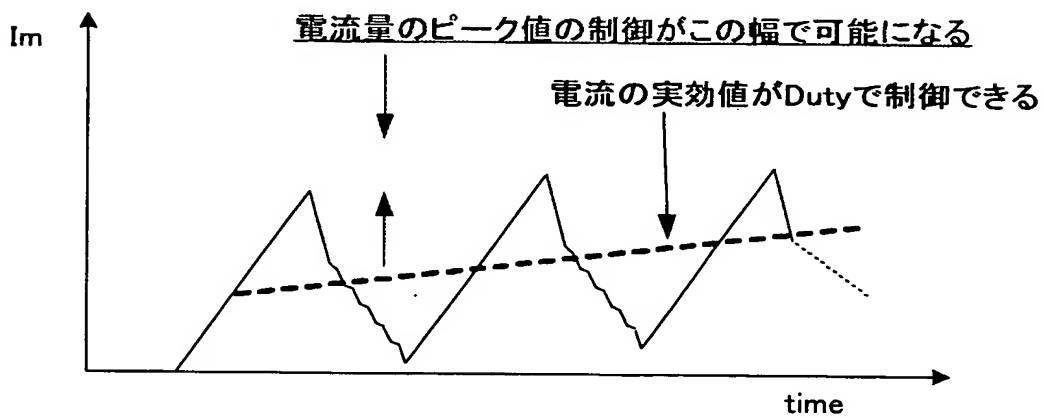
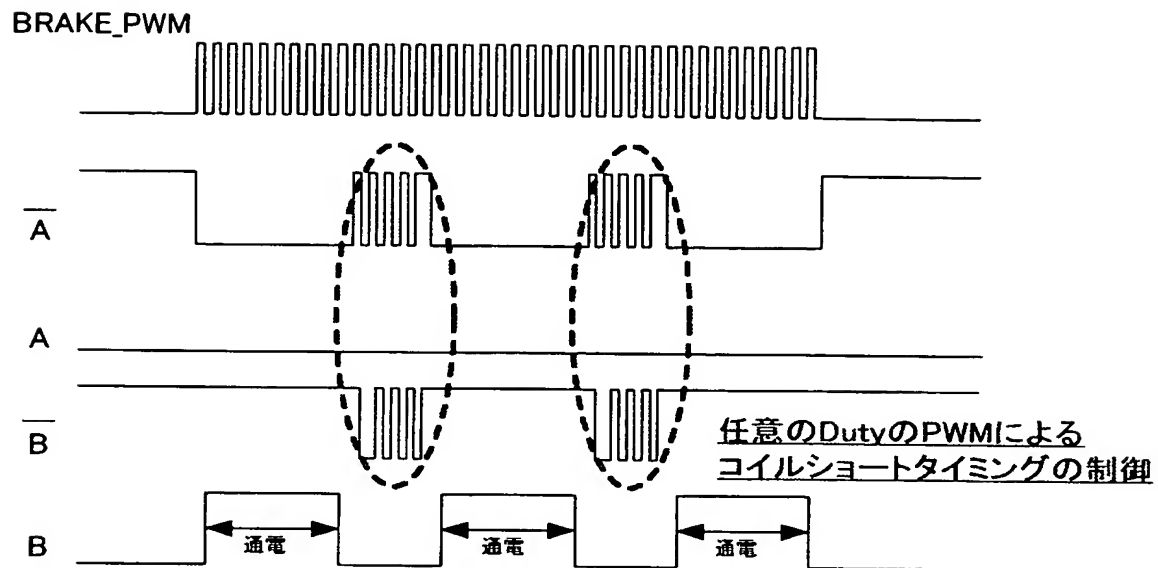
【図 5】



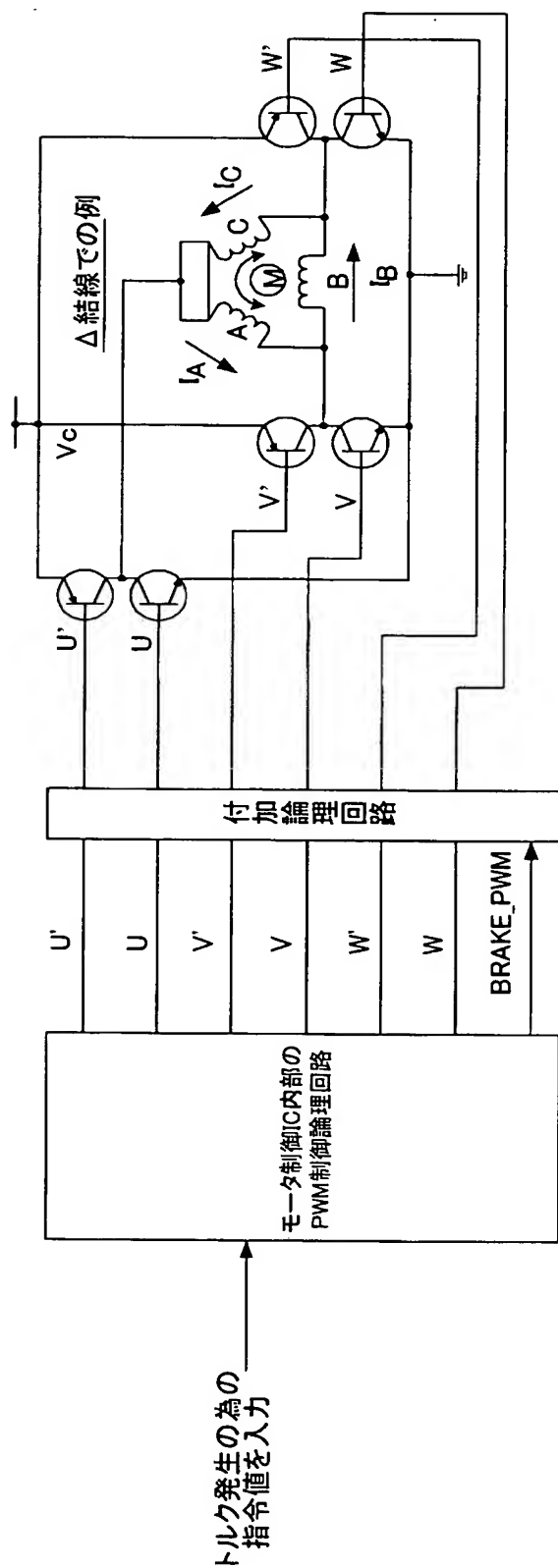
【図 6】



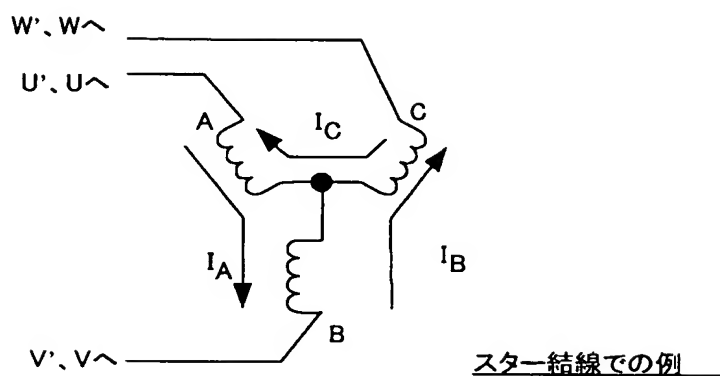
【図 7】



【図 8】

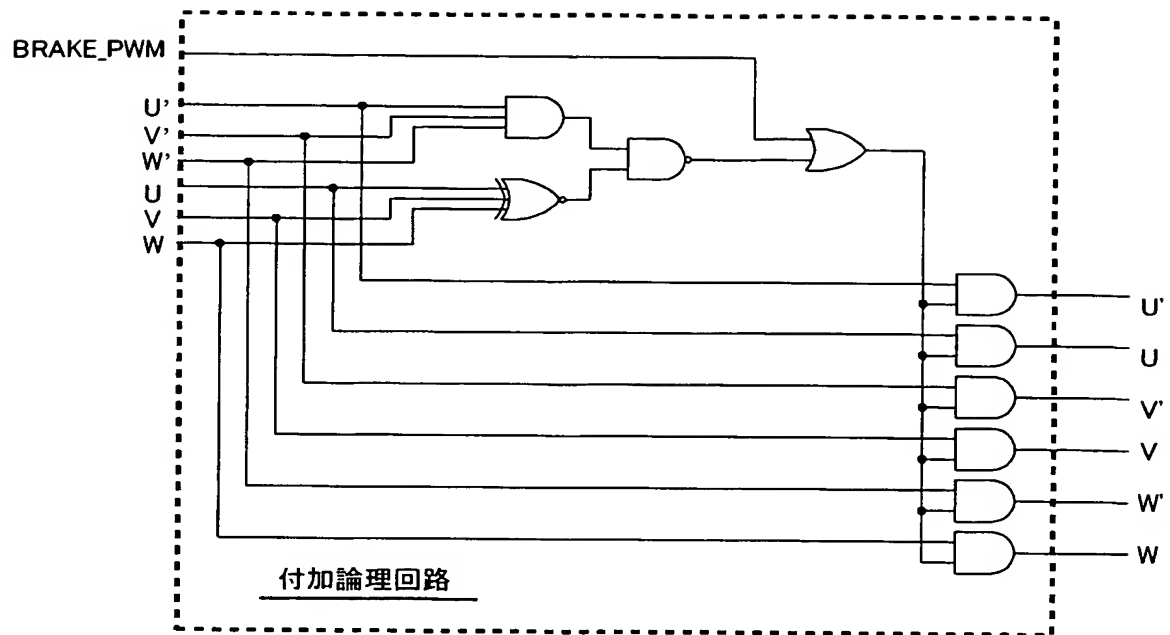


【図 9】

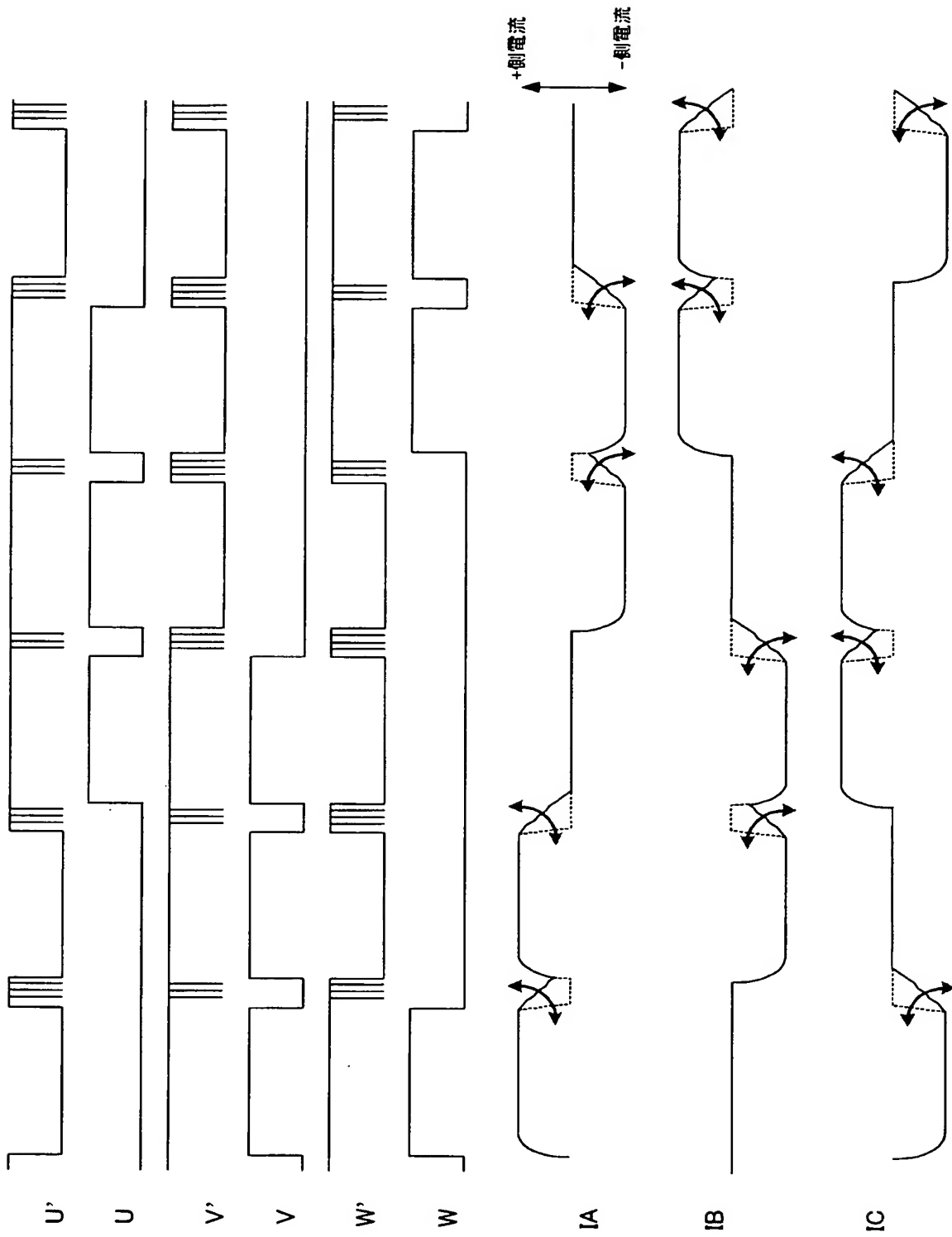


$I_A \sim I_C$: モータコイルA~C相に流れる電流(A)
 $R_A \sim R_C$: モータコイルA~C相の直流抵抗(Ω)
 $L_A \sim L_C$: モータコイルA~C相のインダクタンス(H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧(V)
 K_t : モータのトルク定数(N-m/A)
 K_e : モータの逆起電圧力定数(V / rad/s)

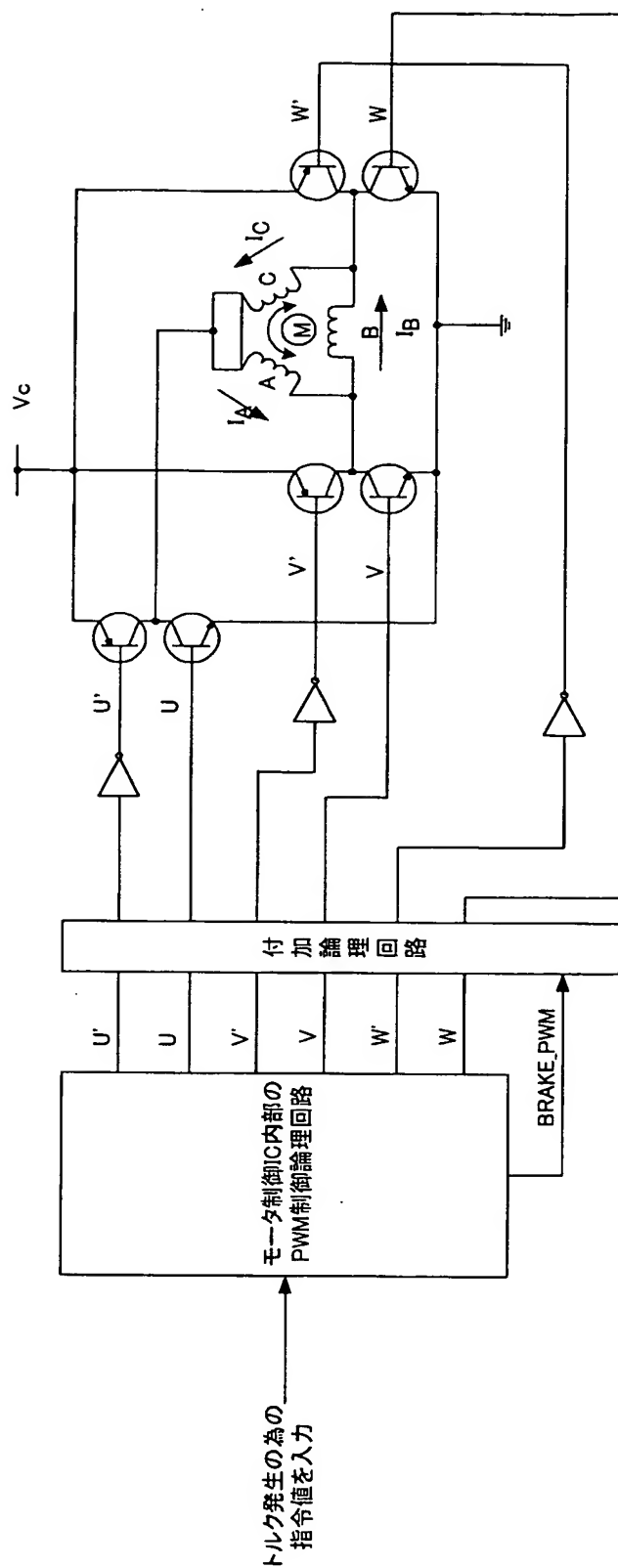
【図 10】



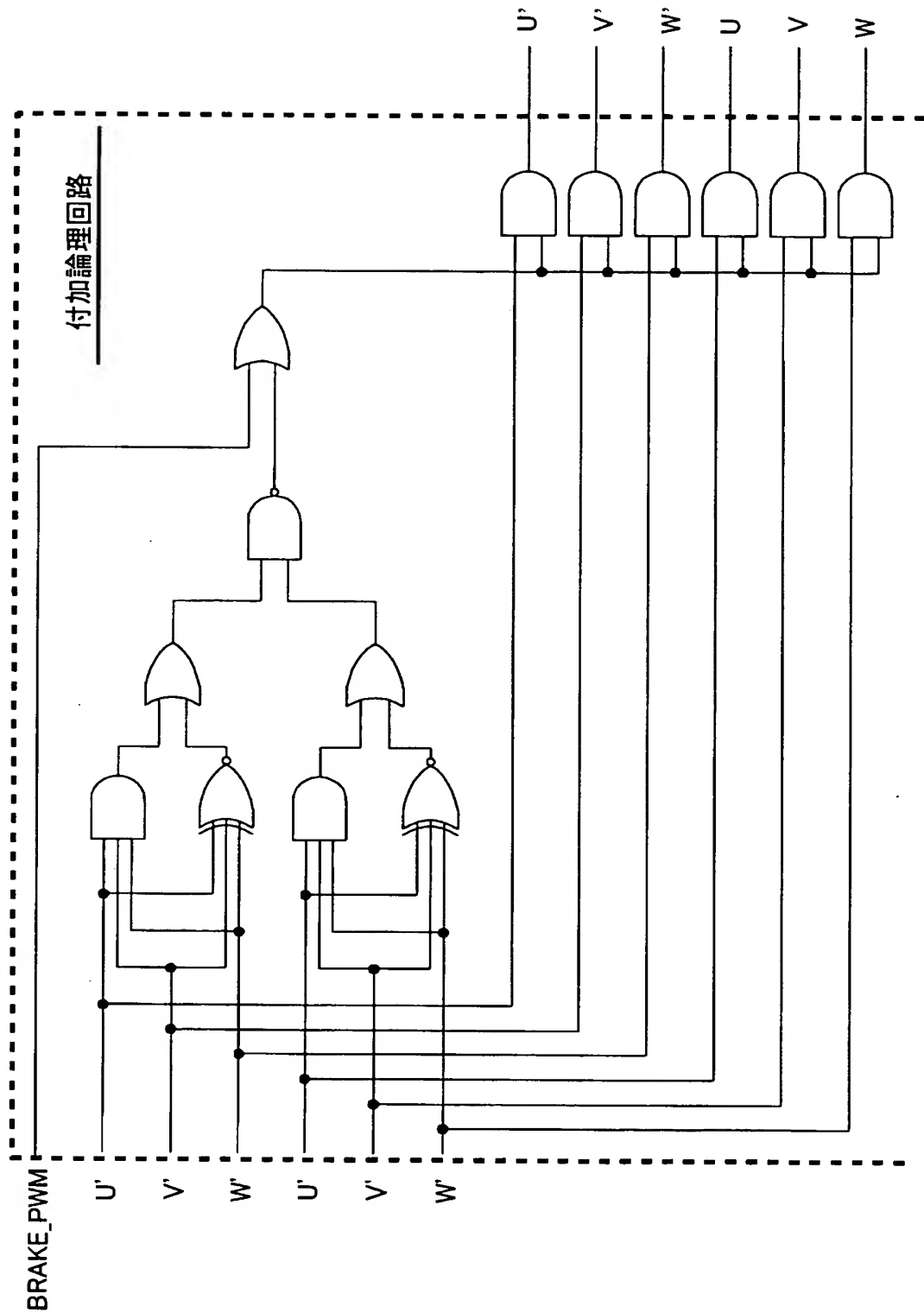
【図 11】



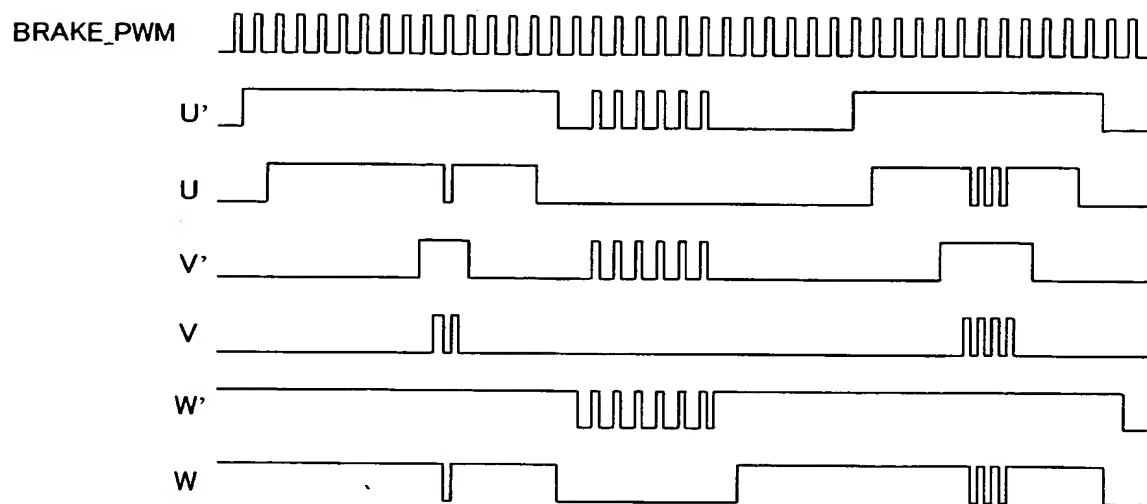
【図 12】



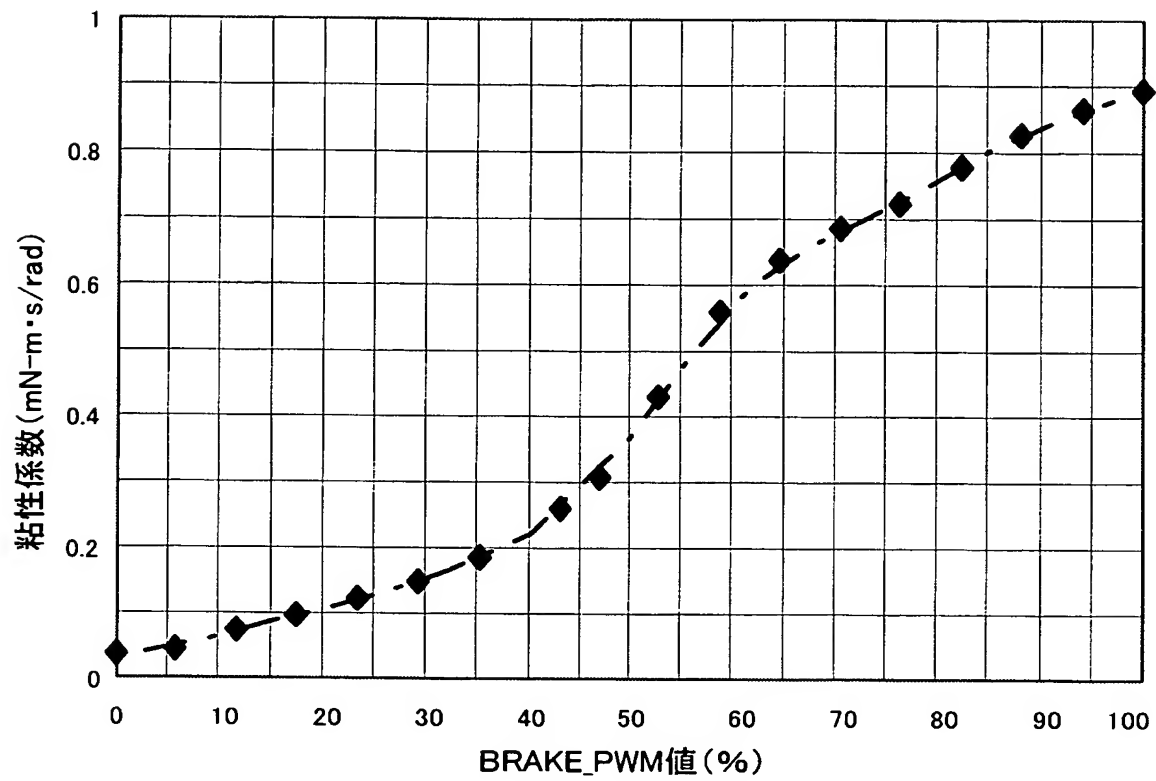
【図 13】



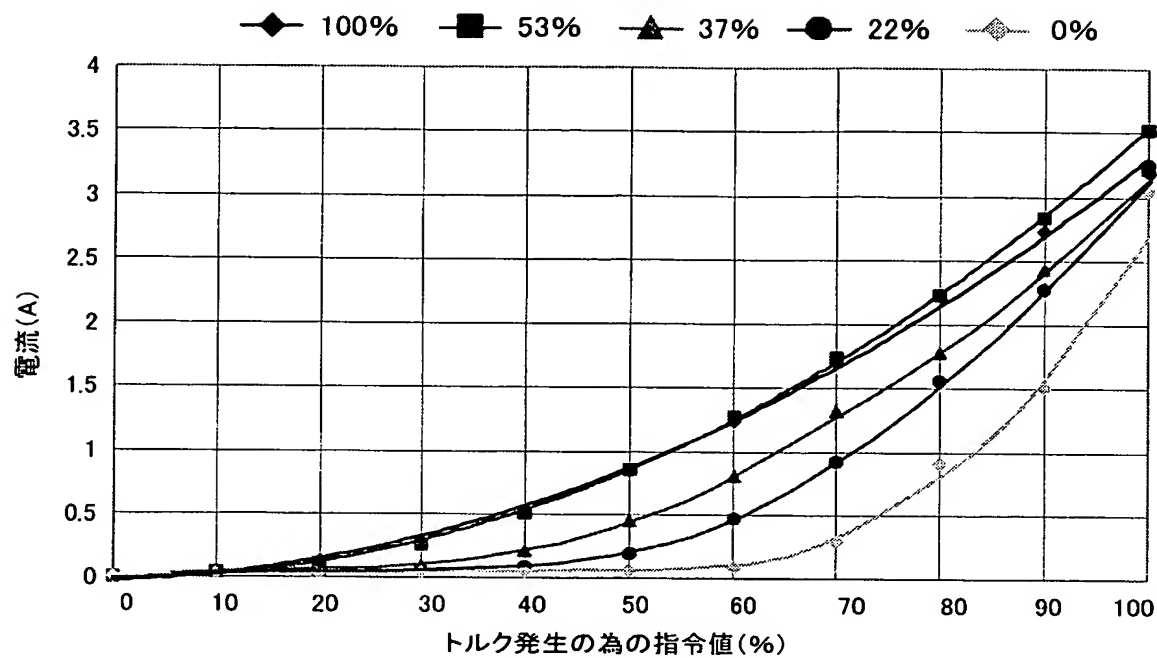
【図 14】



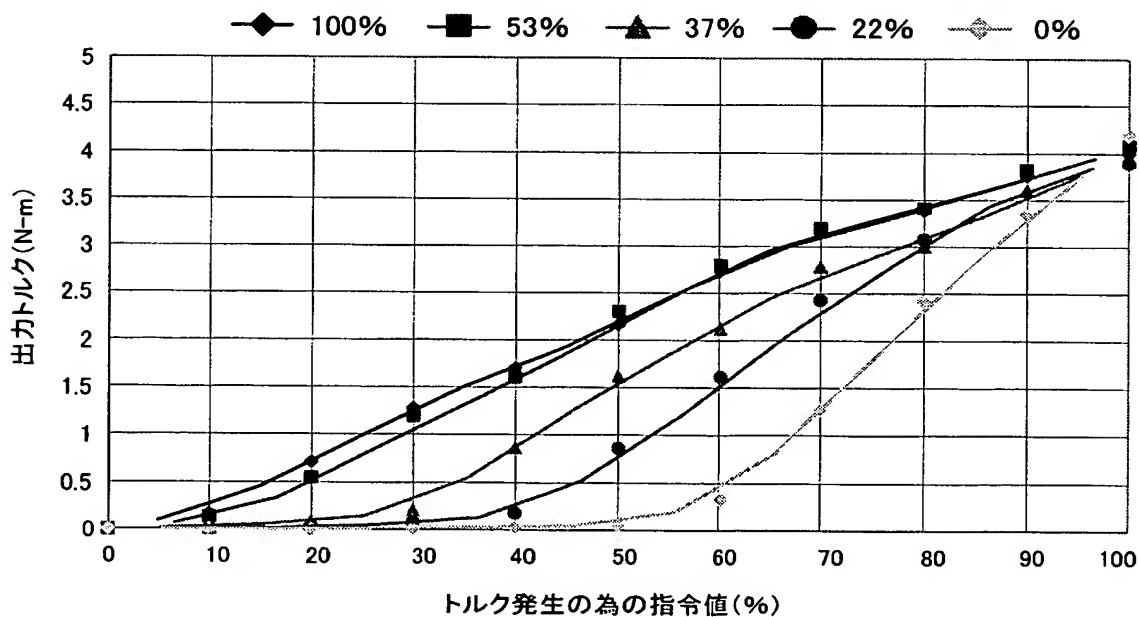
【図 15】



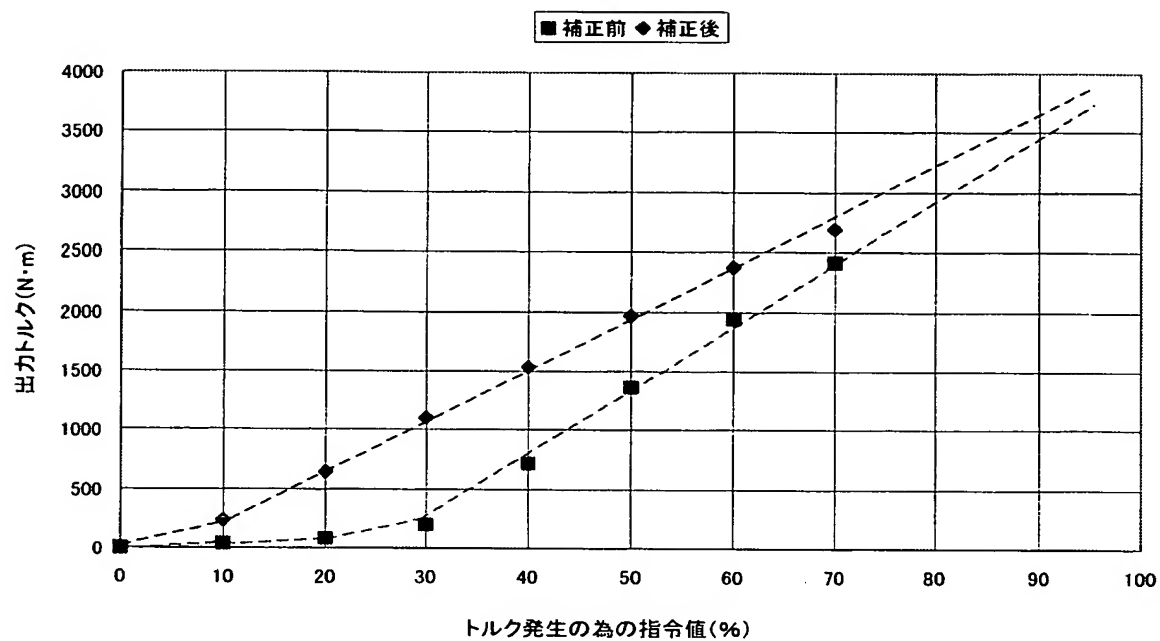
【図 16】



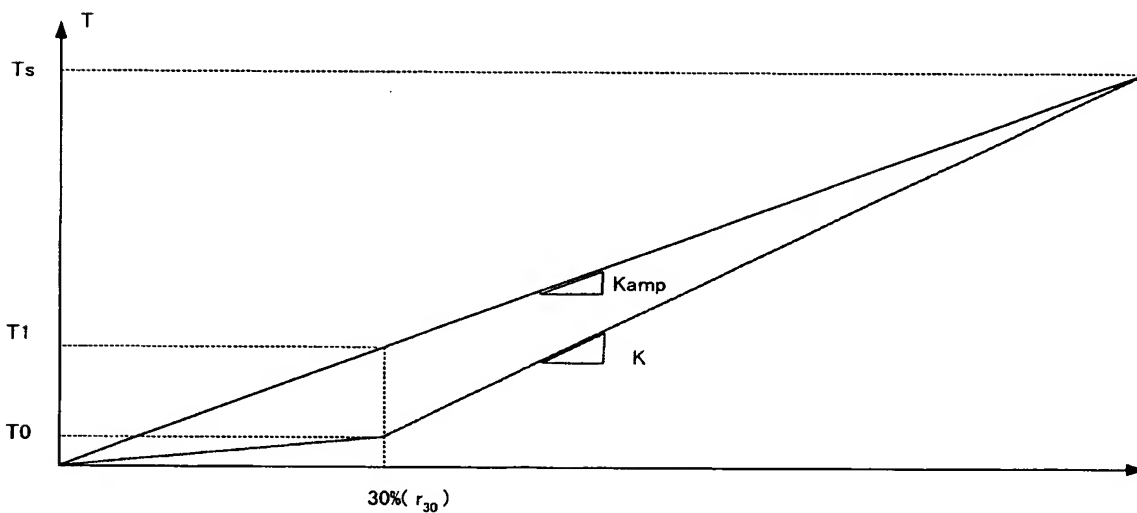
【図 17】



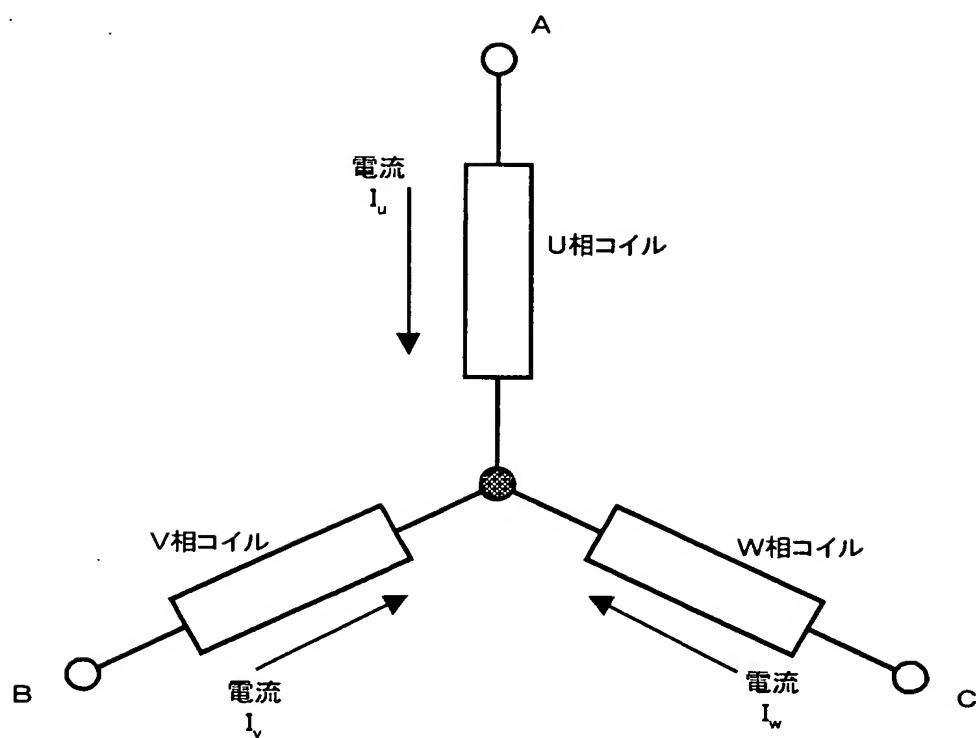
【図 18】



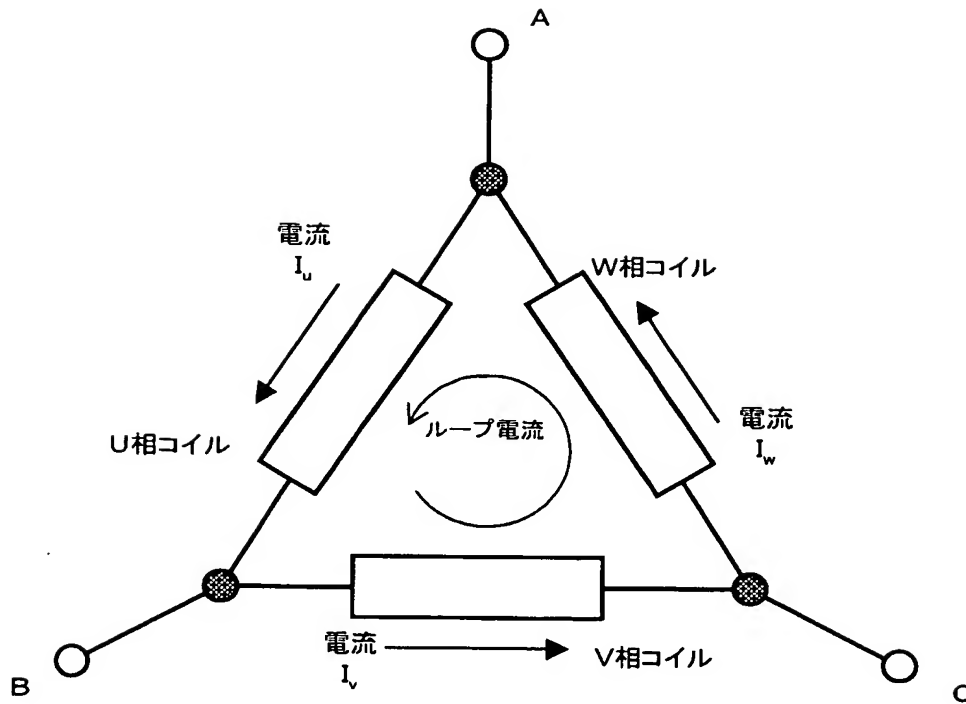
【図 19】



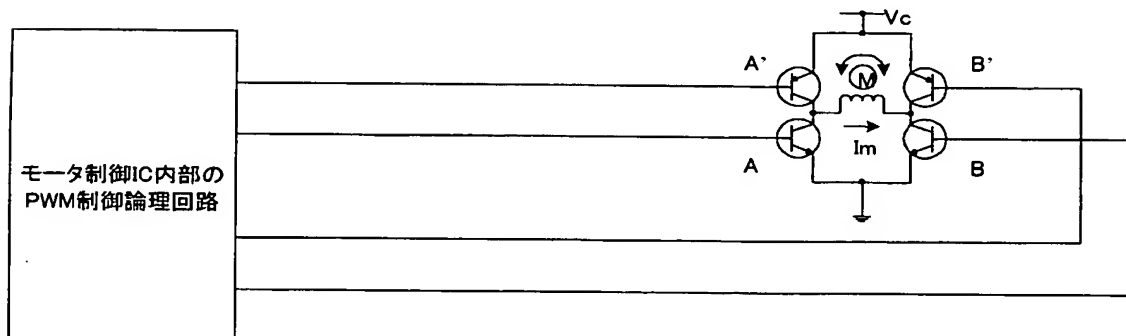
【図 20】



【図 2 1】

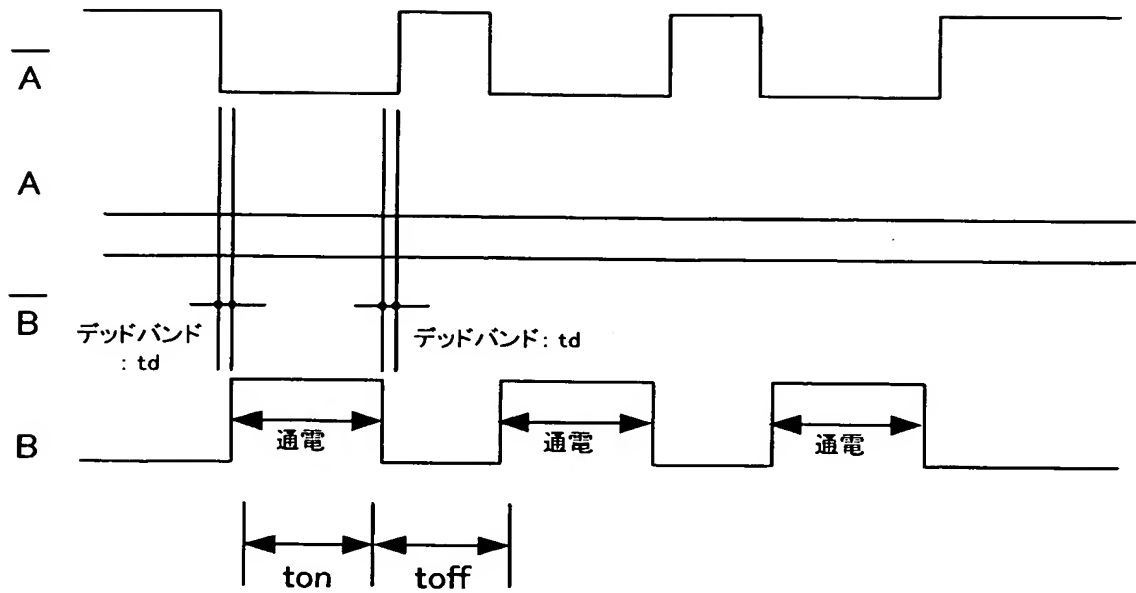


【図 2 2】

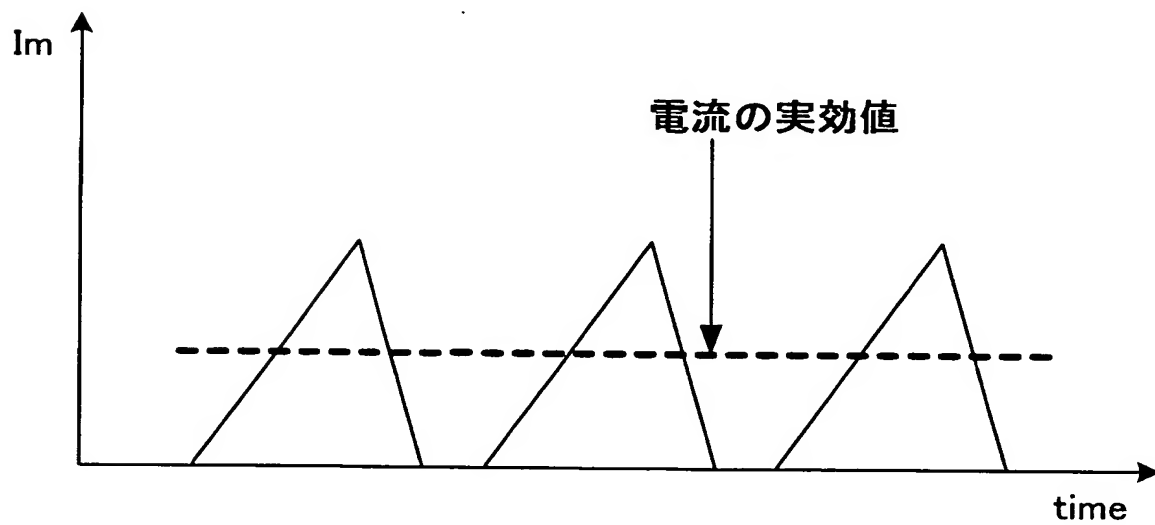


I_m : モータコイルに流れる電流 (A)
 R_m : モータコイルの直流抵抗値 (Ω)
 L_m : モータコイルのインダクタンス (H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧 (V)
 K_t : モータのトルク定数 (N-m/A)
 K_e : モータの逆起電力定数 (V / rad/s)

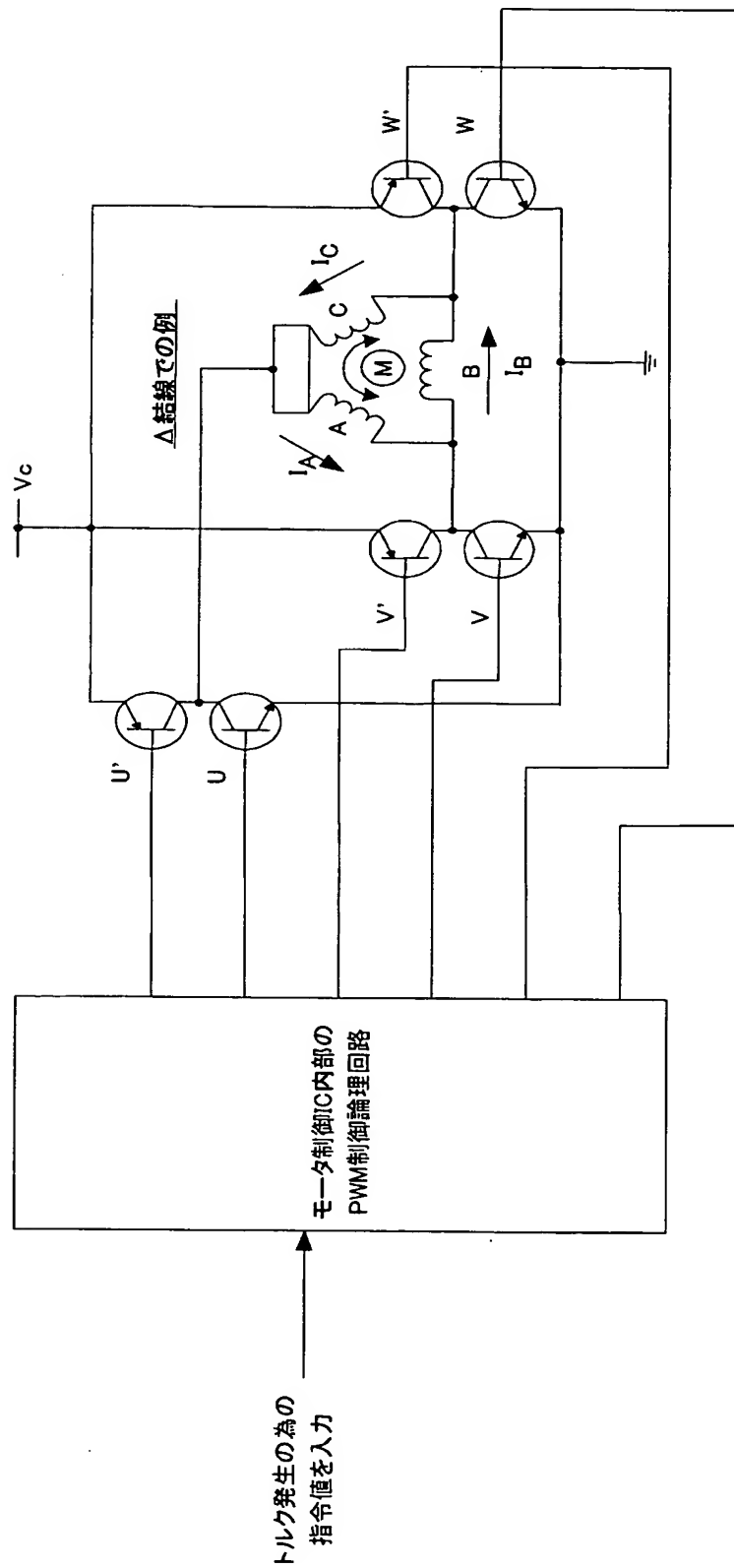
【図 23】



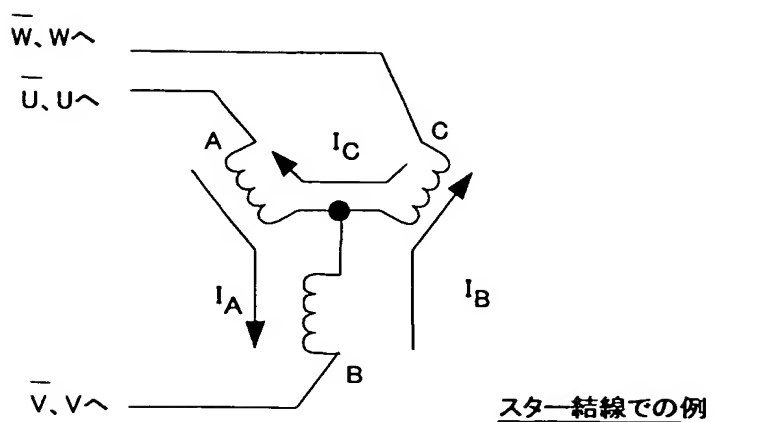
【図 24】



【図 25】

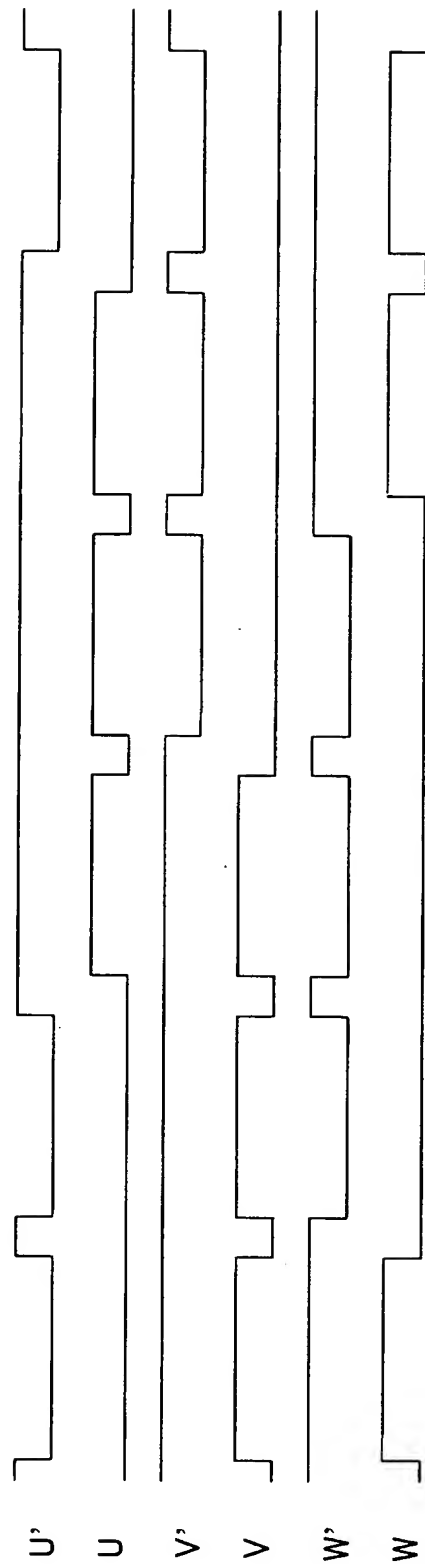


【図 2 6】

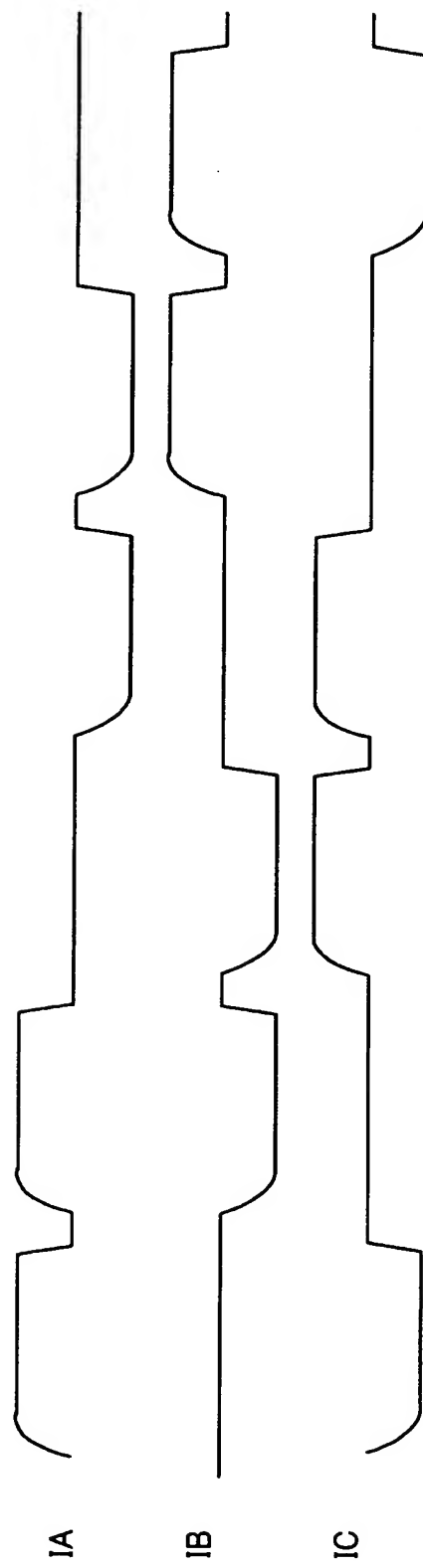


$I_A \sim I_C$: モータコイルA～C相に流れる電流(A)
 $R_A \sim R_C$: モータコイルA～C相の直流抵抗(Ω)
 $L_A \sim L_C$: モータコイルA～C相のインダクタンス(H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧(V)
 K_t : モータのトルク定数(N-m/A)
 K_e : モータの逆起電圧力定数(V / rad/s)

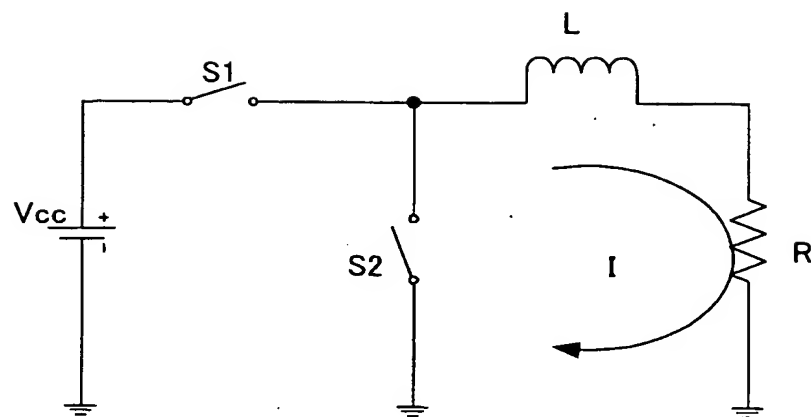
【図 2 7】



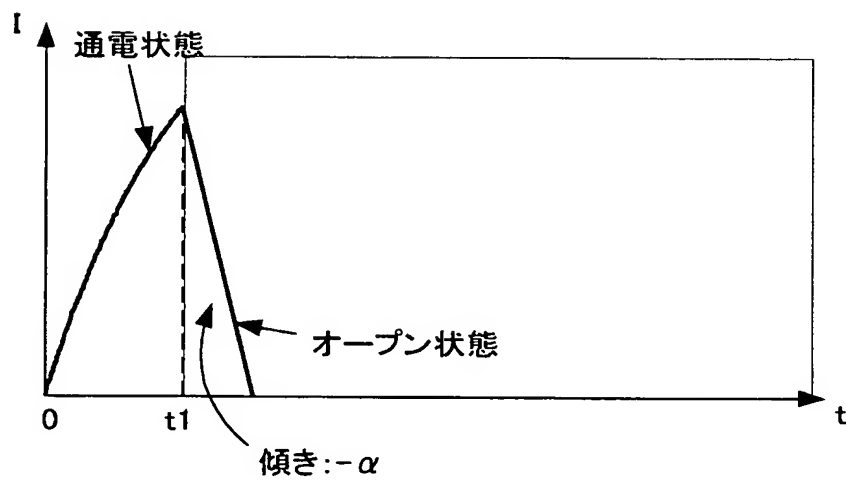
【図 28】



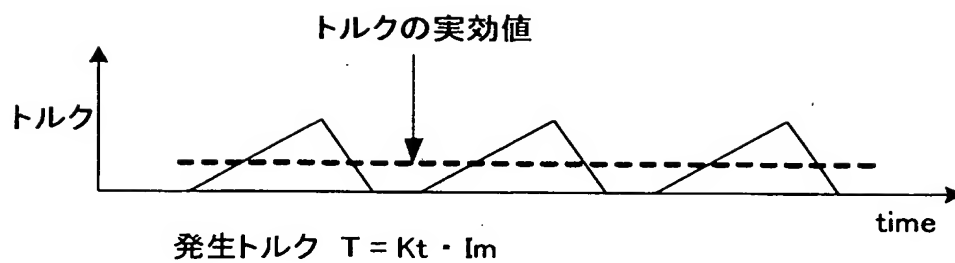
【図 29】



【図 30】



【図 31】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決する。

【解決手段】 コイルの通電状態とコイル端子がオープン状態となった第 1 の非通電状態とコイル端子が短絡された第 2 の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル通電状態切替手段と、モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段とを備える。モータの機械的受動性を得たいときに第 1 の非通電状態となる期間の比率を大きくし、モータの粘性抵抗を得たいときに第 2 の非通電状態となる比率を大きくする。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 4 8 6 3 6

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 2 1 8 5]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

氏 名

ソニー株式会社